

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2010

Petr Akulšin

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Návrh a realizace programovatelné elektronické zátěže
Design and Realization of Programmable Electronic Loads

2010

Petr Akulšin

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

07.05.2010

.....

Petr Akulšin

Poděkování

Rád bych touto formou poděkoval všem, kdo mi byli nápomocni při zhotovování této diplomové práce. Děkuji Katedře elektroniky za to, že mi umožnila studium a především děkuji vedoucímu mé diplomové práce Ing. Václavovi Sládečkovi, Ph.D. za cenné rady a připomínky. Poděkování patří také mým rodičům za všestrannou podporu po celou dobu mého studia.

Abstrakt

Tato Diplomová práce se dělí na část teoretickou a praktickou. V teoretické části jsou rozepsány základní pojmy, typy elektrických zdrojů, jejich vlastnosti a také způsoby měření jejich zatěžovacích charakteristik. Popisuje také vliv vnitřního odporu na průběh zatěžovací charakteristiky. Druhá část obsahuje návrh a realizaci programovatelné elektronické zátěže. Návrh zahrnuje základní úvahy, popis jednotlivých funkčních bloků, dále příklady výpočtů a realizaci mechanické konstrukce. Výsledkem je kompaktní programovatelná elektronická zátěž, která umožňuje zatěžovat stejnosměrné zdroje konstantním proudem. Práce zahrnuje také výsledky praktických měření.

Abstract

This Diploma thesis is divided to theoretical part and practical part. The theoretical part describes basic ideas, types of electrical sources, their properties and possibilities of measurement their load characteristics too. The thesis describes how the differential resistance affect the waveform of load characteristics. The second part includes the design and a realization of Programmable Electronic Loads. The design contains basic theses, descriptions of electronic parts, further examples of calculation and the realization of mechanical construction. This realized compact Programmable Electronic Loads can load DC sources with constant current. The Diploma thesis includes results of practical measurements at the end.

Klíčová slova

Zatěžovací charakteristika, zdroj proudu, zdroj napětí, vnitřní odpor, elektromotorické napětí, svorkové napětí, mikropočítač, A/D a D/A převodník.

Key words

Load characteristics, a current source, a voltage supply, a differential resistance, an electromotive voltage, an applied voltage, a microcontroller, a A/D and a D/A converter.

Obsah

1	Uvod	1
2	Zdroj elektrického napětí a proudu	3
2.1	Ideální zdroj napětí	3
2.2	Ideální zdroj proudu	3
2.3	Skutečné zdroje napětí a proudu	4
2.4	Měření zatěžovací charakteristiky	6
2.4.1	Měření zatěžovací charakteristiky lineárního zdroje	7
2.4.1.1	Vnitřní odpor lineárních zdrojů	10
2.4.2	Měření zatěžovací charakteristiky nelineárního zdroje	11
2.4.2.1	Vnitřní odpor nelineárního zdroje	12
3	Elektronická zátěž	17
3.1	Režim konstantního proudu (CC Constant current mode)	17
3.2	Režim konstantního odporu (CR Constant resistance mode)	19
3.3	Režim konstantního napětí (CV Constant voltage mode)	20
3.4	Režim konstantního výkonu (CP Constant power mode)	20
3.5	Návrh a realizace programovatelné zatěžovací jednotky	21
3.5.1	Hlavní bloky programovatelné elektronické zátěže	21
3.5.2	Zdroj proudu s operačním zesilovačem	22
3.5.3	Popis hlavních částí programovatelné elektronické zátěže	25
3.5.3.1	Mikropočítač (Microcontroller) PIC16F877A	25
3.5.3.2	I^2C sběrnice	27
3.5.3.3	8-bitový D/A převodník PCF8591P	29
3.5.3.4	LCD modul MC16021E-8SYL	31
3.5.3.5	Klávesnice	33
3.5.4	Měření napětí	33

	3.5.5 Výpočet výkonové ztráty elektronické zátěže a návrh chladiče.....	36
	3.5.6 Teplotní ochrana.....	39
	3.5.6.1 Měření teploty pouzdra MOSFET tranzistoru.....	39
	3.5.7 Popis komunikace na 1-Wire™ sběrnici.....	40
	3.5.8 Ověření činnosti v praktickém měření.....	43
4	Závěr.....	50
5	Literatura.....	51
6	Seznam příloh.....	52

1 Úvod

Člověk se od pradávna snaží zlepšit kvalitu svého života. Myslím si, že zrod moderní vědy a vývoj elektroniky toto v mnoha ohledech umožnil. Elektronická zařízení se v dnešní době stala nedílnou součástí života každého člověka. Každý složitý i jednoduchý systém, (biologický, mechanický) potřebuje ke své činnosti zdroj vhodné energie. Žádné elektrické zařízení nebude fungovat bez zdroje elektrické energie. Proto lidstvo vynakládá veliké úsilí při objevech nových zdrojů, které lze co nejefektivněji přeměnit v elektrickou energii.

Elektrický zdroj vykonává v elektrickém obvodu elektrickou práci. Velikost této práce za jednotku času je elektrický výkon zdroje. Elektrické zdroje fungují tak, že přeměňují jednu formu energie (mechanická, chemická, světelná) na energii elektrickou. Elektrická energie se dále ze zdroje dodává do spotřebiče ve formě elektrického napětí a elektrického proudu.

Z hlediska připojení jsou zdroje dvojpóly, tj. mají dvě svorky, kterými se připojují do elektrického obvodu. Základní rozdělení zdrojů je na tzv. autonomní a neautonomní. Typickým příkladem autonomního zdroje je elektrochemický článek, případně z nich složená baterie. Je to takový zdroj, který dodává energii nezávisle na situaci v elektrickém obvodu, který studujeme. Autonomním zdrojem je i síťová zásuvka elektrického rozvodu, stejnosměrný síťový zdroj, generátor střídavého napětí. Studujeme-li naproti tomu obvod, jehož součástí je transformátor, pak víme, že na sekundárním vinutí transformátoru je napětí, právě když je primární vinutí připojené ke zdroji střídavého napětí. Napětí na sekundárním vinutí je tedy závislé na situaci v jiném místě studovaného obvodu a z tohoto hlediska je sekundární vinutí transformátoru neautonomním, závislým zdrojem. Obdobně můžeme např. výstup zesilovače považovat za neautonomní zdroj, neboť je závislý na signálu na vstupu zesilovače.

Existuje široká škála zdrojů elektrické energie. Podle principu je lze rozdělit na:

Chemické zdroje energie (články): přeměňují energii uvolněnou při chemické reakci na energii elektrickou. Tyto články se dále dělí na primární (po spotřebování energie se nedá napětí obnovit) mezi ně patří Voltův článek, salmiakový článek (Leclancheův článek), alkalický článek atd. Dále existují sekundární články, také nazývány jako akumulátory. Existují akumulátory olověné, alkalické, NiCd, NiMh, lipolimerové, Lithium-ionové.

Mechanické zdroje energie (generátory): přeměňují mechanickou energii (např. pohyb turbíny) na energii elektrickou. Mezi nejznámější představitele patří dynamo a alternátor.

Fotoelektrické zdroje: přeměňují energii světelného záření na elektrickou energii (nejčastěji energie slunečního záření). Jedná se hlavně o tzv. fotovoltaické články (sluneční, „solární“ články)

Tepelné zdroje - termoelektrický článek.

Fyziologické zdroje - elektroplaxy rejnoka, paúhoře.

Pro volbu vhodného zdroje je potřeba znát jeho vlastnosti. Ty určují tyto fyzikální veličiny: jmenovité napětí U , jmenovitý proud I , možný odebíraný výkon P , dále je potřeba znát průběh výstupního napětí (střídavé - AC, stejnosměrné - DC atd.). V závislosti na velikosti vnitřního odporu elektrického zdroje lze zdroj rozdělit na „tvrdé“ zdroje, které jsou schopny v krátkém čase dodat velké množství energie bez poklesu napětí, a tzv. „měkké“ zdroje, které dodávají elektrickou energii pomaleji.

Ideální zdroj napětí neexistuje. V praxi, vždy když odebíráme proud z jakéhokoli elektrického zdroje, mění se (obvykle klesá) na jeho výstupních svorkách napětí a obdobně, když proud do zdroje dodáváme, např. při nabíjení akumulátoru, je napětí zdroje na tomto proudu závislé. Tato závislost není obecně lineární, ale většinou obsahuje úsek, který lze s přesností odpovídající přesnosti analýzy zbývajících obvodu, lineární funkcí aproximovat.

Závislost napětí na odebíraném proudu nám určuje *zatěžovací charakteristika zdroje*. Pokles svorkového napětí je způsoben vnitřním odporem zdroje. Protéká-li elektrický proud obvodem, protéká také elektrickým zdrojem. Ideální zdroj neklade proudu žádný odpor, jeho vnitřní odpor je nulový a napětí na svorkách zdroje má stejnou velikost jako elektromotorické napětí. U reálných zdrojů se projevuje jejich vnitřní odpor snížením napětí. Napětí na svorkách zdroje je menší než elektromotorické napětí, které má zdroj pouze tehdy, když není zapojen v obvodu (nezatížený zdroj).

Vnitřní odpor je tedy velice důležitá veličina. Podle velikosti vnitřního odporu zdroje rozlišujeme zdroje na :

„měkké zdroje“ – mají velký vnitřní odpor, a proto dodávají proudy pro lidské tělo bezpečné. Jejich svorkové napětí při zvětšování odebíraného proudu klesá rychleji.

Mezi měkké zdroje patří např. alkalické články, termoelektrické a fotovoltaické články. U generátorů záleží hlavně na jejich stavbě a velikosti.

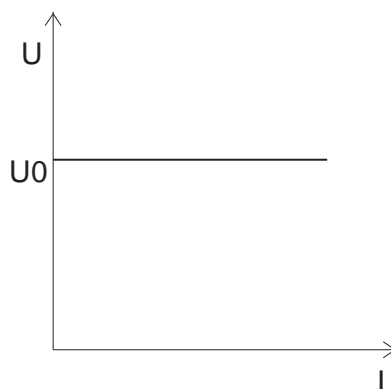
„tvrdé zdroje“ – mají malý vnitřní odpor, a proto proudy jimi dodávané jsou lidskému tělu nebezpečné. Jejich svorkové napětí při zvětšování odebíraného proudu klesá pomalu. Mezi tvrdé zdroje patří akumulátory, nebo stabilizované zdroje.

Podle toho, zda je vnitřní odpor konstantní nebo ne, rozlišujeme dále zdroje na lineární a nelineární.

2 Zdroj elektrického napětí a proudu

2.1 Ideální zdroj napětí

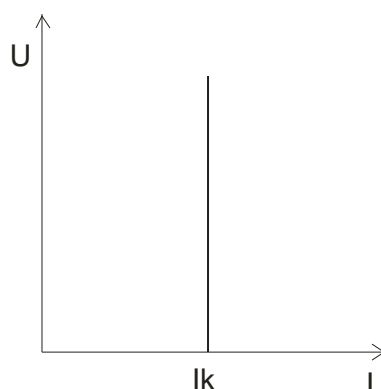
Jak uvádí SEDLÁK (5), ideální zdroj napětí má na výstupních svorkách stále napětí U_0 bez ohledu na velikost odebíraného proudu. Vnitřní odpor zdroje R_i je nulový a proud nakrátko I_K se blíží nekonečnu. Zatěžovací charakteristika takového zdroje je rovnoběžná s proudovou osou viz. obrázek 1.



Obr. 1: Zatěžovací charakteristika ideálního zdroje napětí

2.2 Ideální zdroj proudu

Podle SEDLÁKA (5) výstupními svorkami ideálního zdroje proudu vychází stálý proud I_K bez ohledu na zátěž. Vnitřní odpor R_i je nekonečný a napětí U_0 se blíží nekonečnu. Zatěžovací charakteristika je rovnoběžka s napěťovou osou viz. obrázek 2.



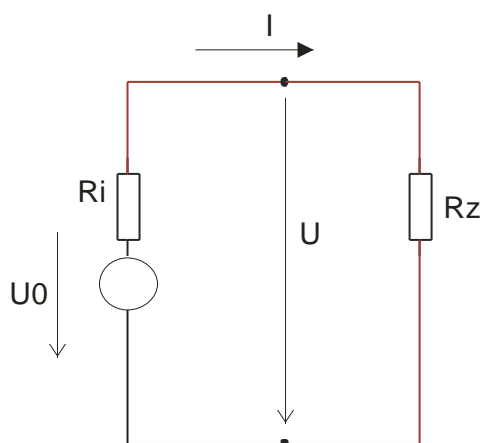
Obr. 2: Zatěžovací charakteristika ideálního zdroje proudu

2.3 Skutečné zdroje napětí a proudu

Skutečné zdroje nemají zatěžovací charakteristiku rovnoběžnou s žádnou osou. Skutečné zdroje elektrické energie se vyznačují tím, že při odběru proudu poklesne napětí na jejich svorkách.

Jak uvádí LÁNÍČEK (3), je to způsobeno tím, že každý zdroj elektrické energie má určitý tzv. vnitřní odpor. Skutečný zdroj napětí lze v obvodových schématech s dostatečnou přesností nahradit sériovou kombinací ideálního zdroje napětí a rezistoru s odporem rovným vnitřnímu odporu zdroje viz. obrázek 3. Je tedy zřejmé, že ideální zdroj napětí má vnitřní odpor roven nule. A také skutečný zdroj proudu lze nahradit paralelním spojením ideálního zdroje proudu s odporem rovným vnitřnímu odporu zdroje viz. obrázek 4.

Dobrou aproximací ideálního zdroje napětí je olověný akumulátor, který má vnitřní odpor (pro vybíjení), v řádu jednotek $\text{m}\Omega$ až do proudů řádu stovek ampér, nebo elektronicky stabilizovaný zdroj napětí, který má typicky vnitřní odpor rovněž v řádu jednotek, i zlomků $\text{m}\Omega$. Výstupní proudy u běžných síťových laboratorních zdrojů jsou v řádu do jednotek až desítek ampér.



Obr. 3: Náhradní schéma skutečného zdroje napětí

Pro elektromotorické napětí platí dle 2. Kirchhoffova zákona:

$$U_0 = U + U_{Ri} \quad [V; V, V] \quad (1)$$

$$U_0 = U + I \cdot R_i$$

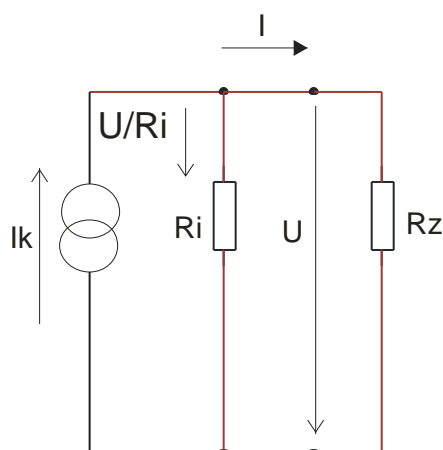
$$I = \frac{U_0}{R_i + R_z}$$

U_0 ... svorkové napětí naprázdno (\approx odpovídá elektromotorickému napětí)

U ... svorkové napětí

R_i ... vnitřní odpor zdroje

I ... proud zátěží



Obr. 4: Náhradní schéma skutečného zdroje proudu

Podle 1. Kirchhoffova zákona lze napsat:

$$I_k = I + \frac{U}{R_i} \quad [A; A, V, \Omega] \quad (2)$$

I_k ... proud ideálního zdroje proudu

I ... proud reálného zdroje proudu

R_i ... vnitřní odpor zdroje

U ... svorkové napětí

2.4 Měření zatěžovací charakteristiky

Znalost průběhu zatěžovací charakteristiky zdroje je velice důležitá. Řekne nám vše podstatné o vlastnostech a možnostech použití daného zdroje. Při měření zatěžovací charakteristiky je potřeba zdroj vhodně zatěžovat a měřit přitom protékající proud a svorkové napětí. Jako zátěž se nejčastěji používá proměnný výkonový rezistor nazývaný také reostat. Ovšem při měření velkých proudů, řádově desítky ampér zatěžování rezistorem není možné. Na zátěži vzniká velká výkonová ztráta. Nastává problém s chlazením těchto výkonů. Nastavování odporu reostatu bývá převážně manuální a velice nepřesné. Navíc v místě styku „jezdce“ a odporové dráhy vzniká přechodový odpor (jezdec se přehřívá v místě styku). Navíc při změně teploty reostatu dochází ke změně odporu. Místo odporové zátěže se dnes používají moderní

elektronické zatěžovací jednotky, kde hlavní výkonovou část tvoří nejčastěji výkonový polovodičový prvek (MOSFET, BJT..)

Pokud chceme zkoumat dynamické chování zdroje, je potřeba odebíraný proud zátěží přerušovat. Průběh odebíraného proudu tedy není kontinuální. V praxi se toto řeší tak, že se výkonový prvek zátěže (MOSFET tranzistor) přerušovaně spíná a vypíná pomocí vnitřního generátoru o různých frekvencích (1 – 100 kHz).

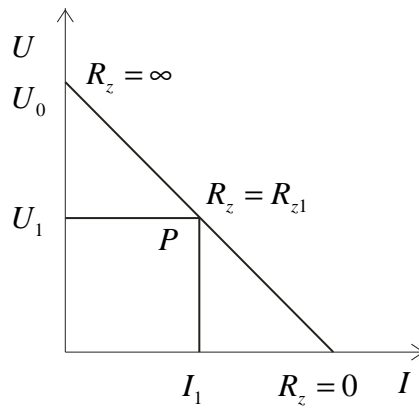
2.4.1 Měření zatěžovací charakteristiky lineárního zdroje

Lineární zdroj má lineární zatěžovací charakteristiku. Známe – li vnitřní odpor R_i , pak lze v nejjednodušším případě dle SEDLÁKA(5) sestavit zatěžovací charakteristiku tak, že:

- vyneseme bod U_0 (napětí naprázdno);
- na proudovou osu vyneseme bod I_K (proud nakrátko); proud nakrátko je takový proud, který protéká obvodem při spojení zdroje nakrátko, tzv. proud nakrátko nebo „zkratový proud“ ;
- spojíme body U_0 a I_K a tím získáme zatěžovací charakteristiku lineárního zdroje.

Každý bod zatěžovací charakteristiky je udán příslušným proudem I_1, I_2 atd. a příslušným svorkovým napětím U_1, U_2 atd. viz. obrázek 5. Tato napětí jsou svorkové napětí na zdroji a samozřejmě i na zátěži.

Na vnitřním odporu R_i vzniká při průchodu proudu úbytek napětí U_{Ri} . U lineárního zdroje platí, že statický odpor R_i je konstantní pro kterýkoliv pracovní bod zatěžovací charakteristiky. Z grafu je vidět, že změnou hodnoty R_z se mění i proud obvodem. Platí, čím je R_z menší, tím je větší proud a tím větší je i úbytek napětí U_{Ri} . Čím je menší R_z , tím menší je i svorkové napětí U .



Obr. 5: Zatěžovací charakteristika lineárního zdroje

Z charakteristiky na obr. 5 vyplývá:

stav při zatížení: $R_Z = R_{Z1}, I = I_1, U = U_1$;

stav naprázdno: $R_Z = \infty, I = 0, U = U_0$;

stav nakrátko: $R_Z = 0, I = I_K, U = 0$.

$$I = I_1$$

$$U_0 = U_1 + U_{Ri1}$$

$$I = I_K$$

$$U_0 = 0 + I_K \cdot R_i = 0 + U_{Ri1}$$

$$I = 0$$

$$U_0 = U + 0$$

Neznáme – li vnitřní odpor R_i , pak si ho můžeme pomocí vzorce (1) spočítat:

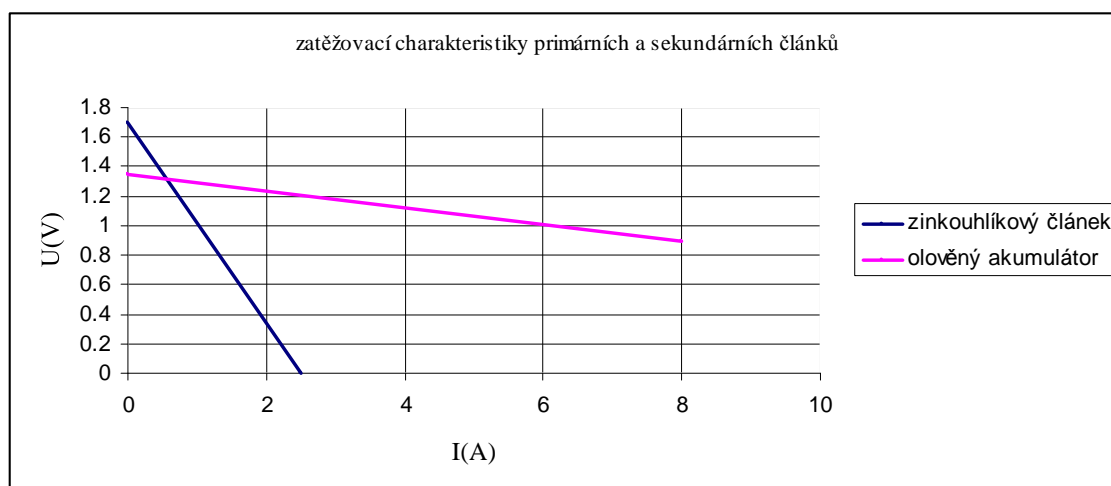
$$U_0 = U + R_i \cdot I$$

$$R_i = \frac{U_0 - U}{I}$$

Statický a dynamický odpor zdroje:

Protože se jedná o lineární zdroj, je tečna v každém pracovním bodě tou samou přímkou.

Dynamický odpor se pro lineární zdroj neudává, protože platí $R_D = R_{ss} = R_i$



Obr. 6: Příklad zatěžovací charakteristiky primárního a sekundárního článku

Typickými představiteli lineárních zdrojů jsou primární a sekundární články. Zatěžovací charakteristiky článků mají prakticky lineární průběh viz obrázek 6. S rostoucím proudem se svorkové napětí zmenšuje a rozdíl $U_0 - U$ je přímo úměrný proudu. Článek se chová, jako by byl složen z ideálního zdroje s konstantním napětím $U_e = U_0$ a z rezistoru o odporu R_i , který se nazývá vnitřní odpor zdroje. Úbytek napětí na vnitřním odporu je dle vzorce (1):

$$U_0 - U = R_i \cdot I$$

Odtud již dostáváme lineární průběh zatěžovací charakteristiky:

$$U = U_0 - R_i \cdot I$$

Pomocí Ohmova zákona pro část obvodu můžeme pro svorkové napětí psát:

$$U = R \cdot I$$

Pro elektromotorické napětí je pak možné psát:

$$U_e = U_0 = U + R_i \cdot I = (R + R_i) \cdot I$$

Fakt, že svorkové napětí U je vždy menší nebo rovno napětí elektromotorickému U_e , má nyní jasnou příčinu. Část elektromotorického napětí „se ztrácí“ na vnitřním odporu zdroje. Voltmetrem lze měřit pouze svorkové napětí zdroje – vnitřní odpor není možné z měření vynechat. Pouze v případě nezatíženého zdroje (zdroj napětí, který není připojen k elektrickému obvodu) je možné naměřit přímo elektromotorické napětí. Napětí udávané na primárních článcích (1,5 V; 4,5 V, 12 V) je napětí elektromotorické. Ohmův zákon pro uzavřený obvod můžeme vyjádřit opět ve formě úměry mezi proudem a napětím:

$$I = \frac{U_e}{R + R_i},$$

kde $R + R_i$ je celkový odpor obvodu. Pokud bychom zmenšovali odpor reostatu R až k nule, nastalo by spojení nakrátko (zkrat) a obvodem by procházel proud

$$I_k = \frac{U_e}{R_i}$$

Všechny výše uvedené vztahy vycházejí ze vzorce (1).

2.4.1.1 Vnitřní odpor lineárních zdrojů

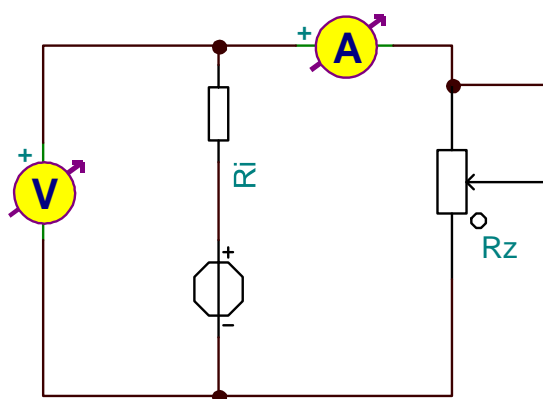
Vnitřní odpor akumulátorů a primárních článků je dán jejich vnitřní konstrukcí (chemickým složením). U akumulátorů platí, že čím menší je vnitřní odpor, tím později poklesne napětí při velkých proudech a akumulátor se méně zahřívá. U typu NiMh se vnitřní odpor zvětšuje tím více, čím častěji je nabíjen. V tomto směru jsou na tom nejlépe články NiCd, jejichž vnitřní odpor se téměř nemění.

Čím nižší je vnitřní odpor článku, tím lépe jím protéká proud. Pokud se vnitřní odpor akumulátoru (u lithiových typů v důsledku stárnutí, u niklových kvůli nesprávnému nabíjení) zvýší, jím napájený přístroj se vypne třeba už po několika minutách provozu. Se svými cca 100 miliohmů ($m\Omega$) vykazují nejnižší vnitřní odpor články NiCd, následovány typy Li-Ion (150 $m\Omega$) a Li-Pol (200 $m\Omega$). Nejhorší jsou na tom články NiMH, jejichž vnitřní odpor přes 200 $m\Omega$

může v důsledku špatné údržby vzrůst až na více než $350 \text{ m}\Omega$. Je-li např. NiCd akumulátor nabíjen přes deset hodin malým proudem a před nabíjením nebyl úplně vyprázdněn, paměťový efekt jej rychle diskvalifikuje: ačkoliv je plně nabit, při zatížení selže. Důvod je prostý. Na záporné elektrodě se usazují kovové krystalky. Tím se snižuje kapacita, roste vnitřní odpor a článek při zátěži neudrží napětí. Takový akumulátor pak vydrží pracovat třeba jen několik minut.

Na dané elektronické zařízení je potřeba pohlížet komplexně. Vnitřní odpor ovlivňují také přechodové odpory vodičů a konektorů. Celkový vnitřní odpor se pak počítá.

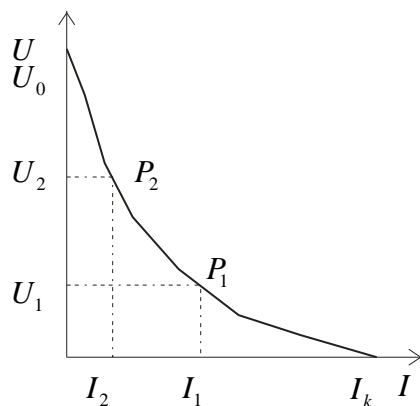
2.4.2 Měření zatěžovací charakteristiky nelineárního zdroje



Obr. 7: Zapojení pro změření zatěžovací charakteristiky nelineárního zdroje

V nejjednodušším případě lze podle LÁNÍČKA(3) změřit zatěžovací charakteristiku nelineárního zdroje podle zapojení na obrázku 7. Důležité je, aby byl voltmetr zapojený před ampérmetrem. V opačném případě by voltmetr měřil také úbytek napětí na ampérmetru. (Při měření velkých proudů „tvrdého“ zdroje by byla chyba veliká). Jako první k pólům zdroje připojíme voltmetr a změříme napětí nezatíženého zdroje (tj. napětí naprázdno U_0). Tedy platí, že $U_0 = U_e$ (napětí naprázdno \approx elektromotorické napětí). Potom sepneme spínač a postupně zvyšujeme proud I v obvodu zmenšováním odporu R_z reostatu a měříme odpovídající svorkové napětí U . Ze změřených hodnot proudu (obvykle stačí deset hodnot) v obvodu a svorkového napětí zdroje lze sestavit graf závislosti svorkového napětí na odebíraném proudu – tzv. zatěžovací charakteristika zdroje obr. 8. Z grafu zatěžovací charakteristiky je krásně vidět, jak

se mění svorkové napětí zdroje se změnou odebíraného proudu. Ten je vyvolaný změnou zatěžovacího odporu. U reálných zdrojů napětí se bude s rostoucím proudem zmenšovat hodnota svorkového napětí.



Obr. 8: Sestavená zatěžovací charakteristika nelineárního zdroje

Vnitřní statický a dynamický odpor zdroje se jak uvádí SEDLÁK(5) vypočítá:

$$R_{ss} = \frac{U_0 - U_1}{I_1} [\Omega; V, V, A] \quad (3)$$

$$R_D = -\frac{\Delta U}{\Delta I} [\Omega; V, A] \quad (4)$$

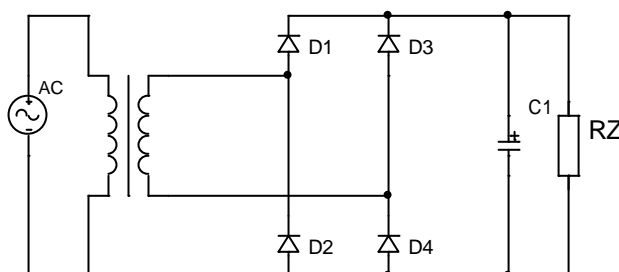
Odběr velkých proudů ze zdroje o malém vnitřním odporu může vést k poškození zdroje, nebo vedení. Proto se do elektrických obvodů zařazují pojistky a jističe, které při překročení určité hodnoty proudu obvod přeruší.

2.4.2.1 Vnitřní odpor nelineárního zdroje :

Mezi nelineární zdroje patří většina zdrojů, ať již klasické zdroje, které jsou tvořeny transformátory a diodovým můstkem, nebo zdroje impulsní.

Většina klasických napájecích zdrojů je napájena ze síťového rozvodu střídavým napětím 230 V. Pokud bychom si představili síťovou zásuvku elektrického rozvodu jako zdroj

napětí, měl by tento zdroj vnitřní odpor (podle stavu vnitřních rozvodů) řádově jednotky ohmů (asi $1\ \Omega$), tj. při zapojení spotřebiče s odběrem 10 A by kleslo napětí v zásuvce o hodnotu cca 10 V.



Obr. 9: Schéma zapojení nejčastěji používaného stejnosměrného zdroje

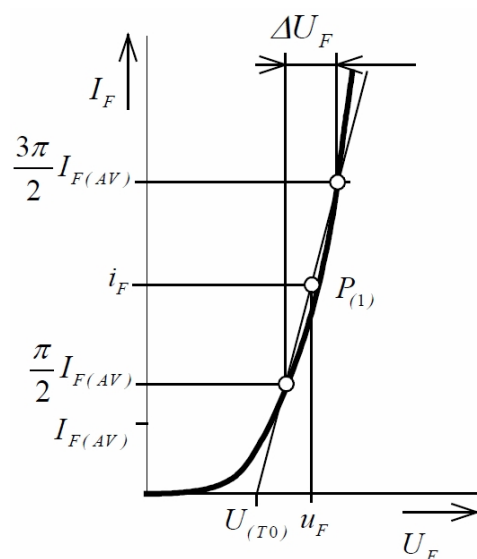
Většina komerční elektroniky má zdroj zapojený podle obrázku 9. Takový zdroj obsahuje síťový transformátor, usměrňovač pomocí diod a filtrační kondenzátory. Průběh zatěžovací charakteristiky každého zdroje ovlivňují všechny použité součástky. Popis vlastností použitých komponentů:

A. Transformátor

Zdroje obsahují pro snížení napětí transformátory, které mají také určitý vnitřní odpor. Jsou schopny dodat pouze určitý reálný výkon. Ten závisí na jejich konstrukci (síla vinutí, průřez jádra). S rostoucím odebíraným proudem klesá svorkové napětí každého reálného transformátoru. Zatěžovací charakteristika většiny transformátorů je téměř lineární, což znamená, že vnitřní odpor bude prakticky konstantní.

B. Diody

Dioda je polovodičová součástka, která je zdrojem značných nelinearit. Voltampérová charakteristika diody v propustném směru na obrázku 11. je značně nelineární.



Obr. 11: Voltampérová charakteristika diody

Dle CHLEBIŠE (1) teoretický základ pro průběh voltampérové charakteristiky vytváří Shockleyho rovnice, někdy také označována jako diodová rovnice. V obecném tvaru je uvedena vztahem (5):

$$I_A = I_S \left(e^{\frac{U_A}{nU_T}} - 1 \right) [A; A, V, V] \quad (5)$$

I_A ... anodový proud diody

I_S ... zbytkový (saturační) proud (závisí na parametrech materiálů polovodičů)

n ... emisní koeficient (konstanta, nabývá hodnoty 1 až 2)

U_T ... teplotní napětí, teplotní napětí se vypočítá podle vztahu (6):

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \left[V; \frac{J}{K}, ^\circ C, C \right] \quad (6)$$

k ... Boltzmanova konstanta $1,3806 \cdot 10^{-23} J / K$

T ... absolutní teplota v Kelvinech ($T = ^\circ C + 273$)

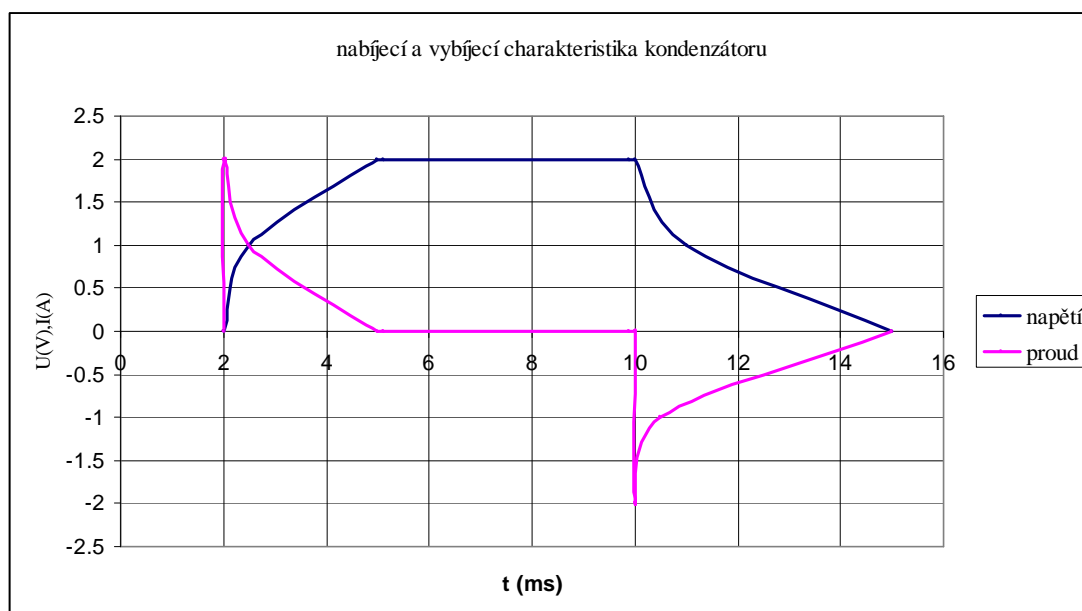
q ... náboj elektronu $1,602 \cdot 10^{-19} C$

U_A ... anodové napětí diody

Z uvedených vztahů je vidět, že propustný proud I_A je teplotně závislý. S rostoucím odebíraným výkonem dochází k oteplování P-N přechodu diody. Tím dojde ke změně teplotního napětí U_T , což podle Shockleyho rovnice musí ovlivnit anodový proud I_A .

C. Kondenzátory

Napětí na nabitém filtračním kondenzátoru je stejné, jako je napětí zdroje. Bohužel vybíjecí i nabíjecí charakteristika kondenzátoru není lineární viz. obrázek 11.



Obr. 11: Vybíjecí a nabíjecí charakteristika kondenzátoru

při nabíjení platí:

$$U_n = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad [V; V, s] \quad (7)$$

při vybíjení platí

$$U_n = -U_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad [V; V, s] \quad (8)$$

V obou případech pak platí:

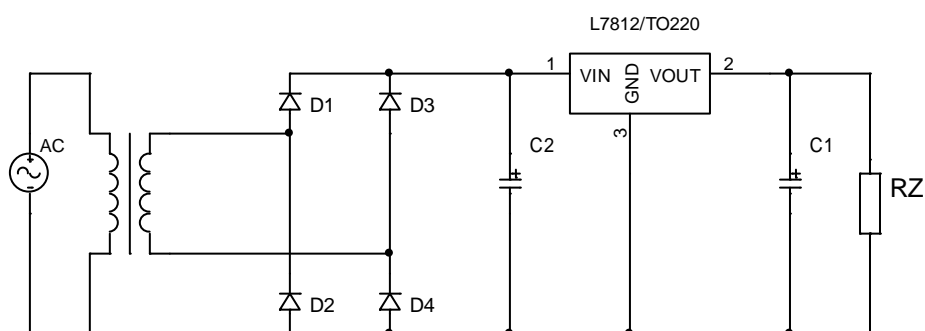
$$t = \frac{-\Delta t}{\ln\left(1 - \frac{U_c}{U_{\max}}\right)} \quad [s; -, V, V] \quad (9)$$

Kde kapacitu kondenzátoru vypočítáme:

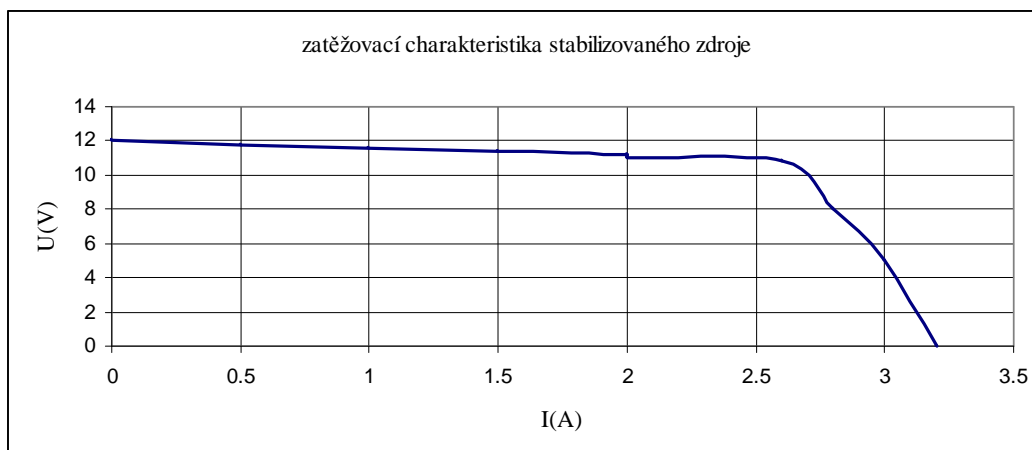
$$C = \frac{t}{R_n} \quad [F; s, \Omega] \quad (10)$$

Všeobecně platí, že čím je kapacita filtračního kondenzátoru zdroje větší, tím menší je vnitřní odpor zdroje (zdroj je „tvrdší“) a více se přibližuje konstantě. Zatěžovací charakteristika zdroje s větší filtrační kapacitou je více lineární (tuto skutečnost si ověřím měřením). Z toho vyplývá, že kondenzátor největší měrou ovlivňuje, zda bude zatěžovací charakteristika zdroje lineární, nebo ne. Dále pak také určuje její sklon.

Abychom zajistili, že zdroj bude dostatečně tvrdý a vnitřní odpor bude malý, používají se ve zdrojích stabilizátory viz. obrázek 12. Stabilizované zdroje mají velmi malý vnitřní odpor. Elektronické obvody stabilizátoru udržují svorkové napětí přibližně konstantní, až do určité hodnoty, kdy je zdroj přetížen. V tomto případě napětí prudce klesá. Viz. zatěžovací charakteristika obrázek 13.



Obr. 12: Příklad zapojení stabilizovaného zdroje (stabilizátor LM78T12)



Obr. 13: Zatěžovací charakteristika stabilizovaného zdroje

3 Elektronická zátěž:

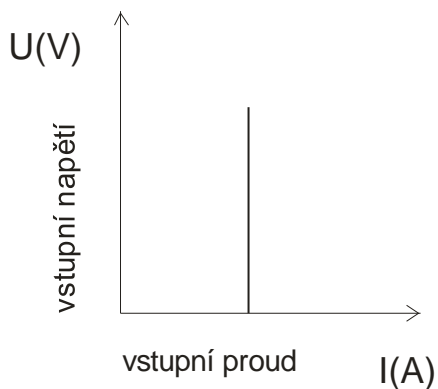
Při měření zatěžovacích charakteristik zdrojů malého a středního výkonu se uplatňují elektronické zátěže. Podle použití se dělí na stejnosměrné (DC) a střídavé (AC). Moderní elektronické zátěže většinou obsahují výkonovou a logickou část. Výkonovou část tvoří nejčastěji výkonový polovodičový prvek. Logickou část tvoří nejčastěji mikropočítač. Tyto zátěže umožňují zatěžovat zdroje mnohem většími proudy než odporové zátěže, jsou mnohem přesnější, variabilnější a mohou simulovat různé režimy zatěžování (statické, dynamické). Zátěže bývají standardně vybaveny sběrnicemi RS232 a IEEE488. Studium katalogových listů výrobců elektronických zátěží jsem zjistil, že existují čtyři režimy testování stejnosměrných zdrojů.

3.1 Režim konstantního proudu (CC Constant current mode)

Proud, odebíraný ze zdroje, zůstává konstantní i v případě, že napětí zdroje poklesne, viz. obrázek 14. Tato metoda se nejčastěji používá, protože můžeme sledovat pokles napětí při daném konstantním proudu v čase. Získáme tak jednoduše informaci o tvrdosti daného zdroje.

Používá se hlavně při měření zbývajících náboje u akumulátorů, dále pak k testování palivových článků a veškerých stejnosměrných zdrojů. Většinou se tato zátěž realizuje pomocí

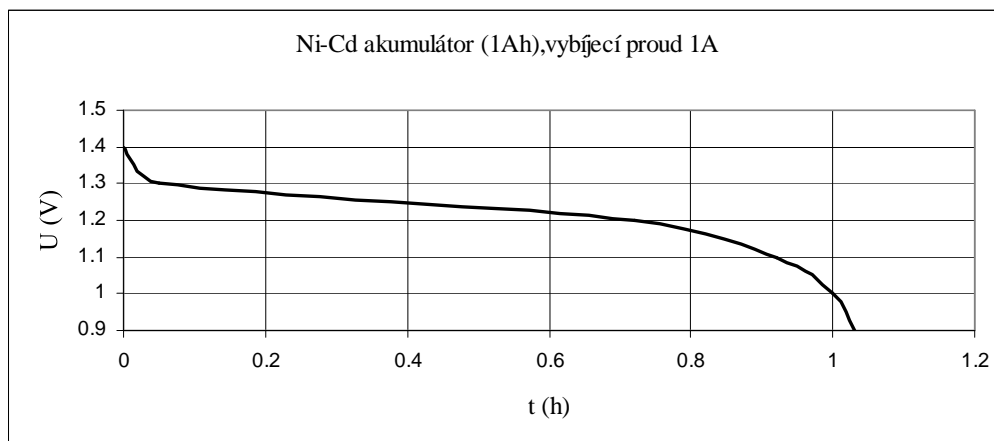
zdroje proudu (výkonový BJT nebo Mos-fet tranzistor), který je řízený napětím. Jako nejjednodušší prvek, který zajistí regulaci, lze použít operační zesilovač.



Obr. 14: Průběh napětí a proudu (režim konstantního proudu)

Postup při měření zbývajících náboje u akumulátorů:

Výrobce akumulátorů dodává vybíjecí charakteristiky, kdy je akumulátor vybíjen konstantním proudem. Průběh napětí nelineárně klesá v závislosti na čase z maximální hodnoty až po minimální přípustné napětí článku. Viz. obrázek 15 příklad vybíjecí charakteristiky NiCd akumulátoru.



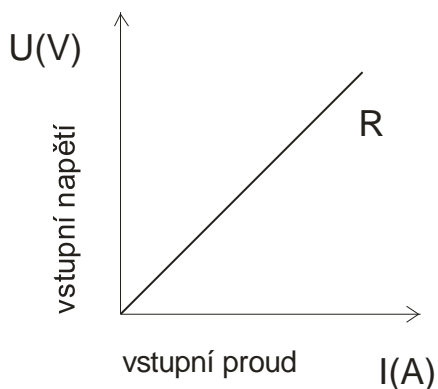
Obr. 15: Vybíjecí charakteristika Ni-Cd akumulátoru

Zbývajících náboj akumulátoru (stupeň vybití) lze změřit tak, že akumulátor zatížíme konstantním proudem (v tomto případě 1A) a změříme přitom svorkové napětí. Toto napětí lze

již jednoduše přepočítat na základě vybíjecí charakteristiky. Např. napětí 1,15 V odpovídá čas 0,6 hodiny, což znamená, že akumulátor je vybitý z 50 %.

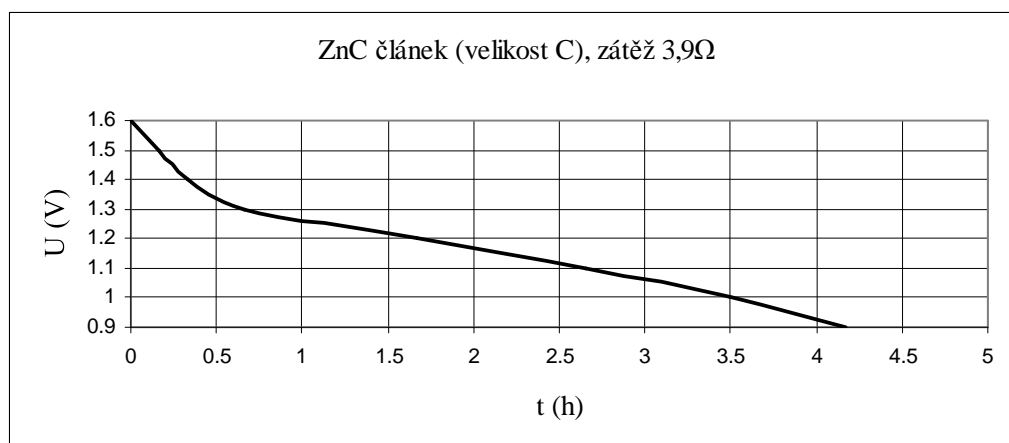
3.2 Režim konstantního odporu (CR Constant resistance mode)

Odpor zátěže (resistance) zůstává konstantní navzdory poklesu napětí i proudu. Realizovat tuto zátěž je v nejjednodušším případě možné pomocí výkonového drátového rezistoru. Jeho hodnota odporu se po zahřátí protékajícím proudem změní jen nepatrně.



Obr. 16: Průběh napětí a proudu (režim konstantního odporu)

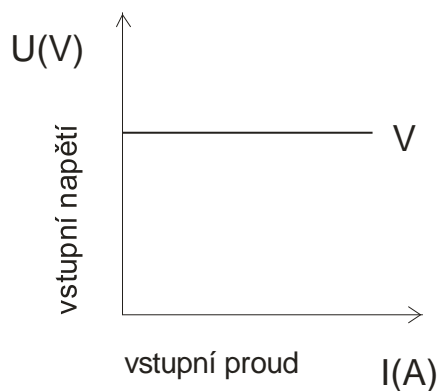
Této metody lze využít při určení stupně vybití primárních článků, kdy výrobce udává vybíjecí charakteristiky, kde je článek zatěžován konstantním odporem, obrázek 17. Přepočet je mnohem jednodušší, než při výpočtu stupně vybití u akumulátoru, protože vybíjecí charakteristika je téměř lineární.



Obr. 17: Vybíjecí charakteristika primárního ZnCl článku

3.3 Režim konstantního napětí (CV Constant voltage mode)

Napětí zůstává konstantní a je nezávislé na odebíraném proudu. Princip takového zátěže spočívá v tom, že řídicí jednotka zátěže hlídá hodnotu zvoleného svorkového napětí zdroje. V případě poklesu napětí (pod zvolenou hodnotu) jednotka zajistí zmenšení protékajícího proudu, díky čemu napětí opět vzroste na původní hodnotu. V tomto režimu zátěž odebírá vždy největší možný proud takový, který nezpůsobí pokles svorkového napětí zdroje.

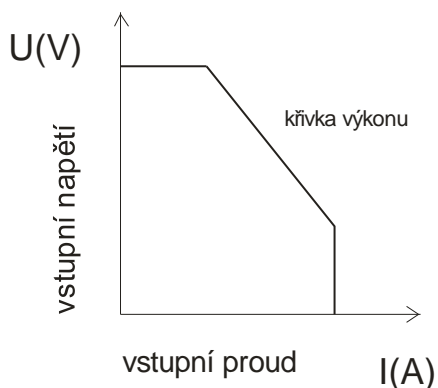


Obr. 18: Průběh napětí a proudu (režim konstantního napětí)

3.4 Režim konstantního výkonu (CP Constant power mode)

Výkon odebíraný zátěží, která pracuje v tomto režimu, je stále konstantní. Není závislý na poklesu napětí ani proudu. Výkon je dán součinem svorkového napětí a odebíraného proudu.

Jakmile dojde k poklesu některé z těchto veličin, musí se zajistit zvýšení hodnoty druhé veličiny, aby byl součin $U \cdot I$ stále konstantní. Například dojde – li k poklesu napětí, je potřeba zvětšit protékající proud.



Obr. 19: Průběh napětí a proudu (režim konstantního výkonu)

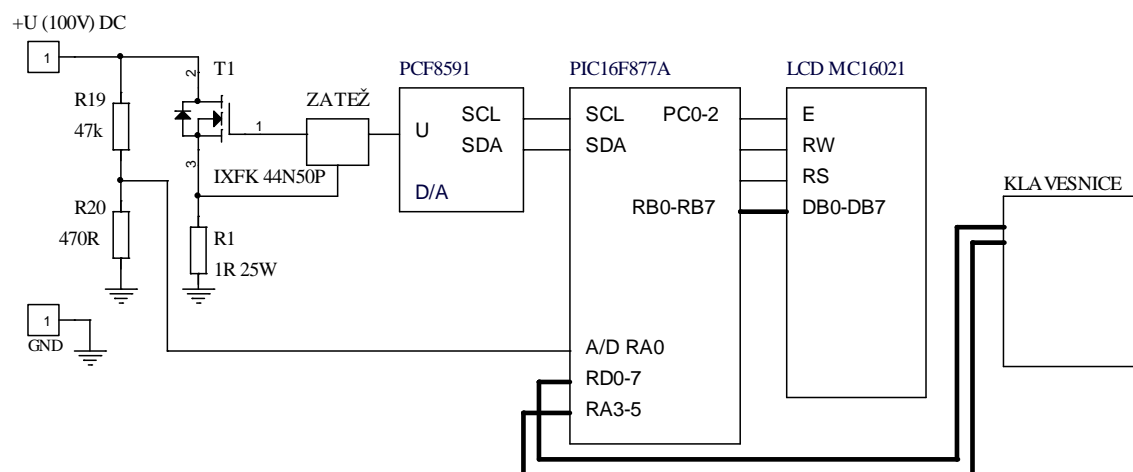
3.5 Návrh a realizace programovatelné zatěžovací jednotky

Jak již bylo řečeno, elektronické zátěže mohou pracovat v režimech konstantního proudu, konstantního odporu, konstantního napětí a konstantního výkonu. Mým cílem je navrhnout elektronickou zatěžovací jednotku, která bude pracovat v režimu konstantního proudu. Danou zátěží bude možné testovat stejnosměrné zdroje o maximálním napětí 100 V. Maximální zátěžový proud bude až 5 A. Nejlepším řešením se jeví použít zdroj proudu, který bude řízený napětím. Odebíraný proud budeme moci řídit pomocí analogového řídicího signálu (0-10 V, 20 mA), nebo elektronicky zadávat proud pomocí klávesnice. Dále jednoduchou úpravou může jednotka pracovat i v režimu konstantního odporu.

3.5.1 Hlavní bloky programovatelné elektronické zátěže.

Úkolem této práce je navrhnout zatěžovací jednotku, která umožní nastavit odebíraný proud elektronicky s velkou přesností. Jako nejlepší řešení se jeví použití 8bitového D/A převodníku s rozsahem výstupního napětí 0-5 V. Mikroprocesor PIC16F877A bude ovládat D/A převodník pomocí I2C sběrnice. Výstupní napětí z D/A převodníku U_x bude přímo řídicím napětím pro elektronickou zátěž (přímo ovládá velikost zatěžovacího proudu odebíraného ze zdroje) viz. obr. 20. Program mikroprocesoru bude vytvořen tak, aby bylo možné přímo zadávat zatěžovací proud pomocí klávesnice. Dále budu využívat modul A/D převodníku mikroprocesoru

k měření vstupního svorkového napětí testovaného zdroje. Průběh komunikace a naměřené napětí bude zobrazovat LCD display.

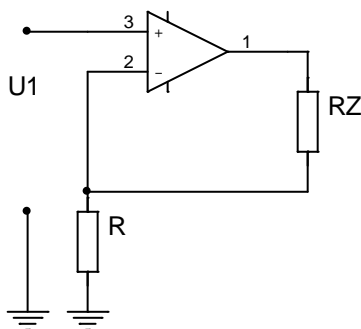


Obr. 20: Blokové schéma programovatelné elektronické zátěže

Kompletní schéma celého zařízení je uvedeno v příloze 2. Hlavní části tedy tvoří mikropočítač PIC 16F877A, zdroj proudu řízený napětím (tvořený výkonovým MOS-N-FET tranzistorem a OZ), D/A převodník PCF8591, klávesnice a LCD display MC16021E.

3.5.2 Zdroj proudu s operačním zesilovačem.

Podle KREJČÍŘÍKA(2) využitím zpětné vazby operačního zesilovače lze udržet požadovanou hodnotu proudu na konstantní hodnotě. Základní zapojení zdroje proudu s operačním zesilovačem je zapojení podle obrázku 21. Uvažujme symetrické napájení.



Obr. 21: Zdroj proudu s využitím zpětné vazby OZ

Pro zjednodušení předpokládáme, že operační zesilovač je ideální, pak napětí U_1 se musí rovnat napětí na odporu R . Rozdílové napětí mezi vstupy považujeme za přibližně nulové, stejně jako vstupní odpor obou vstupů operačního zesilovače za nekonečný. Potom jediný proud, který může na odporu R vyvolat úbytek napětí $U_R = U_1$, je proud přitékající z výstupu operačního zesilovače přes odpor R_Z a na velikosti tohoto zatěžovacího odporu nemůže tento úbytek záviset. U skutečného operačního zesilovače se potom nastaví rozdíl mezi vstupy tak, aby na výstupu OZ bylo právě potřebné napětí pro průchod proudu odpory R_Z a R , který vytvoří na odporu R napětí U_R .

Proud I tedy nastavíme velikostí vstupního napětí U_1 pomocí vztahu:

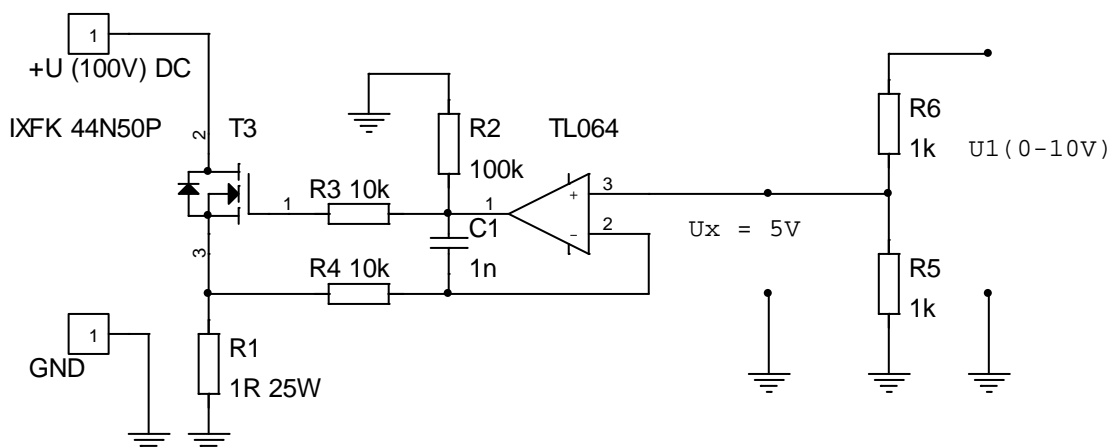
$$I = \frac{U_1}{R} [A; V, \Omega] \quad (10)$$

Maximální velikost zatěžovacího odporu $R_{Z\max}$, kterým je obvod schopen prohnát právě proud I je:

$$R_{Z\max} = \frac{(+U_{CC} - U_{CES} - U_1)}{I} [\Omega; V, A] \quad (11)$$

kde U_{CES} je saturační napětí horního koncového stupně operačního zesilovače. Vzhledem k možnosti měnit velikost proudu pomocí změny vstupního napětí lze tento obvod považovat i za převodník napětí/proud.

Protože možnosti zatěžování výstupu operačního zesilovače většími proudy jsou omezené, lze posílit výstup externím tranzistorem. Jako externí tranzistor jsem použil výkonový MOS-N-FET tranzistor. Celkové schéma zdroje proudu, které jsem použil, je na obrázku 22.



Obr. 22: Podrobné schéma zdroje proudu

Výhodou tohoto zapojení je to, že zátěž je spojena přímo se zemí. Dále díky MOSFET tranzistoru nedochází k zatěžování výstupu operačního zesilovače, protože hradlo gate MOSFET tranzistoru je řízeno pouze napětím. Vstupní proud do hradla je řádově pA.

Daná elektronická zátěž (zdroj proudu řízený napětím) se ovládá externím napětím U_1 (analogové řídicí signály 0-10 V, 20 mA). Toto napětí se přivádí do děliče R_5, R_6 . Nebo vnitřním napětím U_x , které je výstupním napětím D/A převodníku.

Po připojení napájení je tranzistor rozepnutý, na odporu R_1 není žádné napětí. Po přivedení vstupního napětí U_1 (0-10 V), nebo U_x (0-5 V), bude napětí invertujícího vstupu větší, než je napětí na neinvertujícím vstupu (to je rovno napětí na odporu R_E). To způsobí okamžité nastavení výstupu operačního zesilovače do kladné saturace ($+U_{SAT} \approx +U_{CC}$). Kladné výstupní napětí OZ okamžitě otevírá MOS-N-FET tranzistor. Z připojeného zdroje začne protékat proud, který způsobí úbytek napětí na odporu R_1 . Jakmile je tento úbytek právě tak velký, jako je velikost řídicího napětí U_1 , pracovní bod OZ se přesune z kladné saturace do takového pracovního bodu, kdy dojde k ustálení parametrů.

Zanedbáme – li obvykle malou hodnotu potřebného diferenciálního napětí mezi vstupy 2 a 3, nutnou pro činnost OZ a jeho napětíovou nesymetrii, můžeme pro velikost proudu (který je odebíráán z testovaného zdroje) psát vztah:

$$I_Z = \frac{U_X}{R_1} \quad [A; V, \Omega] \quad (12)$$

Je-li v našem případě maximální hodnota $U_1 = 10 \text{ V}$, potom $U_X = 5 \text{ V}$, pak maximální odbíraný proud bude:

$$I_Z = \frac{U_X}{R_1} = \frac{5}{1} = 5 \text{ A}$$

Maximální výkonová ztráta na výkonovém rezistoru R_1 je podle vztahu:

$$P_R = U_X \cdot I_Z \quad [W; V, A] \quad (13)$$

$$P_R = 5 \cdot 5 = 25 \text{ W}$$

3.5.3 Popis hlavních částí programovatelné elektronické zátěže

3.5.3.1 Mikropočítač (Microcontroller) PIC16F877A

Mikropočítače PIC16F873, PIC16F874, PIC16F876 a PIC16F877 patří do rodiny PIC16CXX. Jsou to univerzální 8bitové jednočipové mikropočítače. Všechny tyto řadiče jsou vyrobeny technologií CMOS a jsou založeny na rozšířené architektuře RISC (Reduced Instruction Set). Mají oddělenou programovou a datovou paměť (Harvardská architektura). Vnitřní systém redukuje nutnost připojení externích obvodů na minimum, čímž zlevňují konečné aplikace. Vysoký výkon mikropočítače je způsoben znaky architektury společné s mikroprocesory RISC. U mikropočítačů PIC16CXX jsou data a program v oddělených částech paměti, a tedy mohou mít různou velikost. Data jsou šířky 8 bitů a kód programu 14 bitů. Tato šířka instrukčního slova umožňuje mít všechny instrukce jednoslovné a proveditelné během jednoho instrukčního cyklu. To neplatí pro instrukce provádějící větvení programu (vyžadují 2 instrukční cykly).

ALU umožňuje sčítat, odčítat, posouvat obsah registru a logické operace. Aritmetické operace mají dva operandy, z nichž jeden je vždy v pracovním registru (W-registr) a druhý

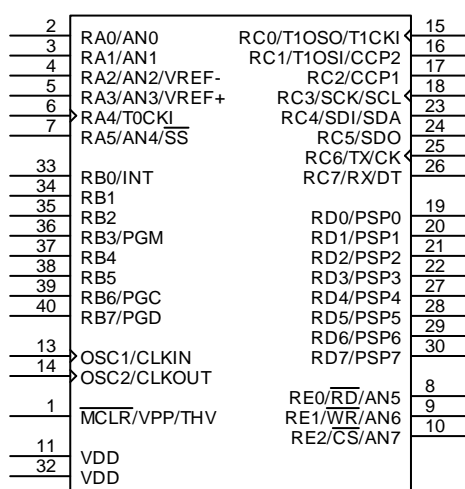
operand je registr v paměti nebo konstanta. U jednoduchých instrukcí je operandem vlastní pracovní registr (W-registr), nebo registr v paměti. Pracovní registr (W) je 8bitový a je určen pro práci ALU. Nejde o programem adresovatelný registr.

V závislosti na vykonávání instrukcí ALU jsou ovlivňovány hodnoty příznaků v registru STATUS (C,DC,Z).

Mikropočítač PIC16F877 má 13bitový programový čítač (PC), který adresuje paměť 8K x 14. Po resetu procesor začíná na adrese 0000h a přerušení je na adrese 0004h.

Paměť dat je rozdělena do čtyř bank (prostorů) o velikosti 128B statické RAM, které obsahují základní funkční registry (00h - 1Fh) a registry volné pro uživatele (20h - 7Fh).

PIC16F877 má 5 portů PORTA, PORTB, PORTC, PORTD a PORTE (33 vývodů). Porty se dají nastavit v registrech TRISA - TRISE jako vstupní nebo výstupní podle požadavku programu. Všechny porty jsou osmibitové.



Obr. 23: Mikropočítač PIC 16F877A

Vlastnosti mikropočítače:

- pouze 35 jednoslovných instrukcí;
- všechny instrukce trvají jeden instrukční cyklus (mimo instrukce pro větvení programu);

- pracovní rychlost je až DC 20 Mhz (200 ns instrukční cyklus);
- 8K x 14 bitů programové paměti FLASH;
- 368 bytů paměti RAM pro data;
- 256 bytů paměti EEPROM;
- 15 vnitřních nebo vnějších zdrojů přerušení;
- 8úrovňový STACK (pro návratové adresy přerušení a podprogramů);
- přímé, nepřímé adresování;
- ochranné pojistky při čtení programového kódu;
- RESET při zapnutí napájení;
- Watchdog timer;
- instrukce sleep (úspora napájení);
- nízký příkon a napájecí napětí je v rozsahu +2 V až +5 V;
- 33 I/O vývodů, které mohou být nastaveny jako vstupní/výstupní, nebo se speciální funkcí : (režim CAPTURE,COMPARE a nebo PWR);
- modul synchronního sériového portu (MSSP);
- modul A/D převodníku.

Veškeré výše zmíněné obecné informace uvádí PEROUTKA(4) ve své literatuře.

Program obsažený v mikropočítači je uveden v příloze 4 (odevzdáno na CD). Při programování bylo použito vývojové prostředí Mplab ide v.7.2.1 a programovací jazyk Assembler.

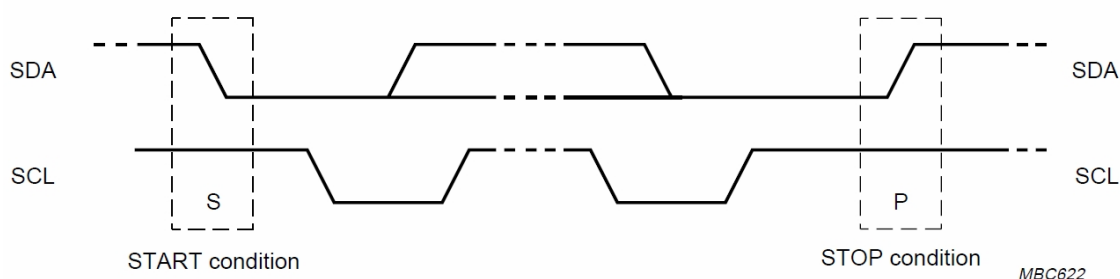
3.5.3.2 I^2C sběrnice

Pro komunikaci s D/A převodníkem (PCF8591) používá mikropočítač funkce modulu v řídicím režimu MSSP (Modulu synchronního sériového portu) sběrnice I^2C .

Jak uvádí PEROUTKA(4) modul MSSP v režimu I^2C má implementovány všechny funkce potřebné pro řídicí (MASTER) i řízené (SLAVE) režimy. Zajišťuje podporu pro přerušení při podmínkách START a STOP na sběrnici i hardwarové detekce volné sběrnice potřebné při zapojení více řídicích (MASTER) obvodů na jednu sběrnici. Dva vývody, SCL a

SDA, jsou použity pro přenos dat. Vývod SCL je pro hodinový signál a vývod SDA je pro data. Je-li povolen režim I^2C , jsou tyto vývody správně konfigurovány automaticky.

Protože u integrovaného obvodu PCF8591A využívám pouze D/A převodník, pracuje I^2C v řídicím režimu (MASTER). Hodinové pulzy a podmínky START i STOP generuje obvod v řídicím režimu (MASTER). Přenos je ukončen, pokud je na sběrnici odeslána podmínka STOP, nebo opakovaná podmínka START. Protože opakovaná podmínka START je začátkem dalšího sériového přenosu, není sběrnice I^2C uvolněna.



Obr. 24: Průběh podmínky start a stop na sběrnici I^2C

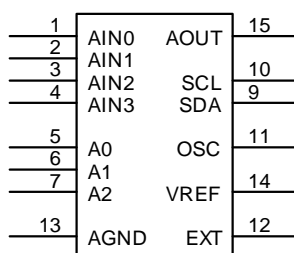
V řídicím režimu (MASTER) – jako vysílač, jsou datové bity odesílány na vývodu SDA a hodinové impulzy jsou vytvářeny na lince SCL. Oba vývody SDA a SCL jsou nastaveny jako výstupní. První vysílaný byte obsahuje 7bitovou adresu a R/\overline{W} bit pro řízený obvod (SLAVE) v úrovni L. Sériová data jsou přenášena po 8 bitech. Po odeslání každého bytu je přijat impulz \overline{ACK} , potvrzující přijetí dat řízeným obvodem (SLAVE). Podmínky START a STOP určují začátek a konec přenosu dat.

Frekvence hodinového signálu SCL je nastavena na 100 kHz. Řídící bity, které určují frekvenci přenosu (frekvence hodinového signálu), jsou obsaženy v nižších 7 bitech registru SSPADD. Generátor rychlosti přenosu bude spuštěn automaticky při zápisu hodnoty do registru SSPBUF. Jakmile je přenos dokončen (přišel signál \overline{ACK} po odeslání posledního bitu), je generátor rychlosti přenosu automaticky vypnut a vývod SCL zůstane v posledním stavu.

Zde je typická posloupnost činností při spuštění datového přenosu:

- a) uživatel vyšle na sběrnici START podmínku nastavením řídicího bitu SEN v registru SSPCON2;
- b) je nastaven příznak SSPIF, modul bude čekat požadovaný čas před zahájením další operace;
- c) uživatel vloží do registru SSPBUF adresu;
- d) je odesláno všech 8 bitů adresy;
- e) modul MSSP přijme od řízeného obvodu (SLAVE) impulz \overline{ACK} a jeho hodnotu zapíše do systémového registru SSPCON2 na pozici bitu ACKSTAT;
- f) na konci 9. hodinového impulzu vyvolá modul přerušení a nastaví příznakový bit SSPIF;
- g) uživatel vloží do registru SSPBUF 8 bitů dat;
- h) data jsou vysouvána z vývodu SDA, dokud není odeslán celý byte;
- i) modul MSSP přijme od řízeného obvodu (SLAVE) impulz \overline{ACK} a jeho hodnotu zapíše do systémového registru SSPCON2 na pozici bitu ACKSTAT;
- j) na konci 9. hodinového impulzu vyvolá modul přerušení a nastaví příznakový bit SSPIF;
- k) uživatel vyšle na sběrnici STOP podmínku nastavením řídicího bitu PEN v registru SSPCON2;
- l) jakmile je podmínka STOP dokončena, je vyvoláno přerušení;

3.5.3.3 8-bitový D/A převodník PCF8591P



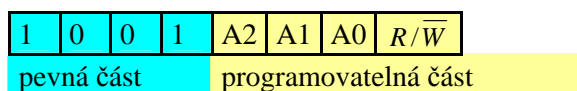
Obr. 25: D/A převodník PCF8591P

D/A převodník PCF8591A je řízený obvod (SLAVE) a mikropočítač je řídící obvod (MASTER). Výstupem D/A převodníku je napětí U_x , které nastavuje elektronickou zátěž. Maximální výstupní napětí D/A převodníku je shodné s referenčním napětím V_{REF} , které je v tomto případě shodné s napájecím napětím (5 V). Řídící obvod a řízený obvod spolu komunikují pomocí I^2C sběrnice (SCL a SDA linka).



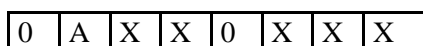
Obr. 26: Komunikační protokol

Start a stop podmínky generuje řídící obvod. Po každé odeslané osmibitové sekvenci odesílá řízený obvod potvrzení \overline{ACK} .



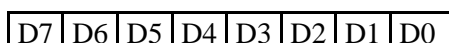
Obr. 27: Adresový byte

Adresový byte je složen z pevné části (ta se nemění) a z programovatelné části. Bit R/\overline{W} určuje směr přenosu dat (čtení nebo zápis).



Obr. 28: Kontrolní byte

Pomocí bitu A se aktivuje analogový výstup. Ostatní bity slouží pro nastavení A/D převodníku, ten ale nevyužívám, protože mikropočítač obsahuje vlastní A/D převodník.



Obr. 29: Datový byte

Vzorec pro výpočet výstupního (řídícího napětí) D/A převodníku:

$$X_{bin} = \frac{n}{V_{ref}} \cdot V_{Aout} \quad [-;-, V, V] \quad (14)$$

$$X_{bin} = \frac{255}{5} \cdot V_{Aout} ,$$

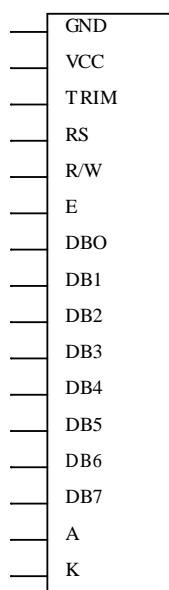
kde $n = 2^8 - 1 = 255$, což je maximální hodnota pro 8bit. D/A převodník, V_{out} je výstupní požadované napětí, X_{bin} je hodnota, která bude odeslána v datovém bytu. A V_{ref} je řídící referenční napětí. Chci – li například, aby na výstupu D/A převodníku bylo napětí $V_{out} = 2,5 \text{ V}$, tak:

$$X_{bin} = \frac{255}{5} \cdot V_{Aout} = \frac{255}{5} \cdot 2,5 = 128$$

musím v datovém bytu odeslat hodnotu 128 (v desítkové soustavě). Napětí na výstupu D/A převodníku přímo odpovídá proudu, který protéká zátěží. Je – li na výstupu D/A převodníku např. 2,5 V, protéká zátěží proud 2,5 A.

3.5.3.4 LCD modul MC16021E-8SYL

LCD modul od firmy Everbouquet slouží jako informační rozhraní pro uživatele. Zobrazuje měřené a nastavené veličiny (nastavený proud, změřenou hodnotu svorkového napětí testovaného zdroje a teplotu). V případě přehřátí zobrazí varovné zprávy.



Obr. 30: LCD modul MC16021

RS	(register select signal) nastavení zápisu instrukce nebo dat (0 = instrukce, 1 = data)
R/W	(read/write) nastavení zápisu nebo čtení (0 = zápis, 1 = čtení)
E	(enable signal) (1, hrana z 1 -> do 0)
DB0- DB7	(data bus) sběrnice

Tabulka 1: Popis jednotlivých linek LCD modulu

Tento modul obsahuje 2 řádky po 16-ti znacích. Každý znak je zobrazován jako matice 5x 8 bodů. Definice jednotlivých znaků je uložena napevno ve vnitřní paměti ROM. Dále je možno zobrazit kurzor, nastavit blikání kurzoru, definovat posouvání zobrazených znaků, smazat displej, zobrazovat na konkrétní pozici apod.

Pro komunikaci mikropočítače a LCD modulu je zapotřebí minimálně 6 vodičů až maximálně 11 vodičů a napájení +5 V. Je možno si zvolit typ provozu. Komunikace s modulem může být po 8-bitové sběrnici (DB0-DB7) nebo 4-bitové sběrnici (DB4-DB7). Před tím, než se začnou odesílat data do LCD modulu, je nutné provést základní inicializaci, nastavit počet bitů

datové komunikace (8 nebo 4 bity), směr psaní znaků, posun řádku, pozici kurzoru a blikání kurzoru. Po této inicializaci je displej připraven na komunikaci.

Rozdíly mezi 4 a 8 bitovou komunikací:

- 8-bitová sběrnice (DB0-DB7); pošle se 8 bitů a zapíšou se Enablem;
- 4-bitová sběrnice (DB4-DB7); tuto komunikaci je vhodné použít při nedostatku vývodů na procesoru. Komunikace bude 2x pomalejší, protože se data posílají nadvakrát. Nejprve se pošlou vyšší 4 bity a zapíšou se Enablem a pak nižší 4 bity a zapíšou se Enablem. Nižší 4 bity (DB0-DB3) na displeji je potřeba spojit se zemí.

Celý display je podsvícený pomocí zelených smt LED diod, takže jsou znaky pěkně čitelné.

3.5.3.5 Klávesnice

Klávesnice slouží k zadávání proudu, kterým chceme zatěžovat testovaný zdroj. Proud se zadává v rozmezí 0-5 A s krokem 0,1 A. Nastavená hodnota proudu je zobrazena na LCD modulu. Klávesnice obsahuje 12 tlačítek, které jsou vztaženy vůči společné zemi. Jako první se zadávají jednotky ampér, potom desetiny ampér (ty jsou odděleny desetinou tečkou). Jakmile je proud zadán, dojde k aktivaci zátěže. Tlačítko (*) je zapojené jako reset mikropočítače a tlačítko (#) slouží pro návrat do hlavní nabídky.

3.5.4 Měření napětí

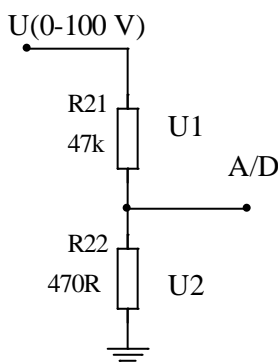
Mikropočítač měří napětí připojeného testovaného zdroje pomocí implementovaného 10-bitového A/D převodníku. Změřené napětí se zobrazuje na LCD modulu. Obsluha programovatelné elektronické zátěže tak může sledovat pokles hodnoty svorkového napětí v závislosti na odebíraném proudu. Modul A/D převodníku má u mikropočítače PIC16F877A osm analogových vstupů. Porty, na kterých chci měřit napětí, musí být nastaveny jako vstupní (pomocí registru TRISA). A/D převodník se nastavuje pomocí registrů ADCON 0,1.

Funkci převodníku popisuje PEROUTKA(4). Přes vybraný vývod analogového kanálu je nabíjen vzorkovací kondenzátor vnitřního obvodu SAMPLE&HOLD a výstup tohoto vnitřního obvodu je vstupem A/D převodníku. Převodník vytváří digitální číslo k analogové úrovni na svém vstupu metodou aproximace. Výsledkem tohoto A/D převodu je 10bitové číslo,

které je uloženo po dokončení měření do registrů ADRESH (významnější byte) a ADRESL (méně významný byte). Registr ADCON0 řídí funkci A/D převodníku a registr ADCON1 umožňuje nastavení vlastností vývodů a jejich přiřazení k modulu A/D převodníku. Je-li A/D převod dokončen, je nulován bit GO/DONE v registru ADCON0, nastaven příznakový bit přerušení od modulu A/D převodu, a pokud není řídicím bitem ADIE zakázáno, je vyvoláno přerušení.

Doba potřebná pro převod jednoho bitu je definována jako T_{AD} . Pro převod 10bitů je požadováno minimálně $12T_{AD}$. Hodinový signál pro A/D převodník je možné vybrat softwarově. Pro správný A/D převod musí být hodinový signál vybrán tak, aby byl dodržen minimální čas $T_{AD} = 1,6 \text{ ms}$. Proto jsem si zvolil $32 \cdot T_{OSC}$ (perioda oscilátoru).

Jako referenční napětí U_{REF} pro A/D převodník je zvoleno napájecí napětí $U_{CC} = 5 \text{ V}$. Předpokládaná hodnota měřeného napětí je 100 V, proto je potřeba na vstupu A/D převodníku použít dělič napětí viz obr.31.



Obr. 31: Zapojení děliče napětí

Předpokládaný úbytek napětí na R_{19} bude podle 2. Kirchhoffova zákona:

$$U_1 = U - U_2 \quad [V; V, V] \quad (15)$$

$$U_1 = 100 - 1 = 99 \text{ V}$$

Pokud použiji klasické rezistory s výkonovou ztrátou 0,5 W, musí být proud protékající děličem menší než:

$$I_x \leq \frac{P_{R_{19}}}{U_1} [A; W, V] \quad (16)$$

$$I_x \leq \frac{0,5}{99} \leq 5,05 \cdot 10^{-3} \leq 5,05 \text{ mA}$$

Zvolil jsem si rezistory s malou chybou (1 %) z řady E24. $R_{19} = 47 \text{ k}\Omega$, stačí dopočítat R_{20}

Výpočet odporu rezistoru R_{20} vychází ze vztahu (16) :

$$U = U_1 + U_2$$

$$U = U_1 + (R_{20} \cdot I_x)$$

$$U = U_1 + \left(R_{20} \cdot \frac{U}{R_{19} + R_{20}} \right)$$

$$100 = 99 + \left(R_{20} \cdot \frac{100}{47000 + R_{20}} \right) \Rightarrow R_{20} = 474,7 \text{ }\Omega$$

Nejbližší hodnota z řady E24 je 470 Ω . Pokud použiji $R_{20} = 470 \text{ }\Omega$, bude velikost výstupního napětí:

$$U_2 = \frac{R_{20}}{R_{20} + R_{19}} \cdot U$$

$$U_2 = \frac{470}{47000 + 470} \cdot 100 = 0,99009 \text{ V} \Rightarrow \Delta \approx 1 \text{ }\%$$

Pokud použiji daný dělič napětí, vznikne chyba 1 %, celková chyba měření je ale mnohem větší. Je dána součtem všech chyb (chyba děliče + odchylka odporů + chyba měření 10bitového mikropočítače). Celý dělič dovoluje připojit maximální vstupní napětí až 500 V, díky čemuž se zamezí případnému poškození mikropočítače.

Přepočet změřeného napětí z 10bitové hodnoty uložené v registrech ADRESH, ADRESL je následující:

Protože je rozlišení A/D převodníku 10bitové, je maximální hodnota A/D převodníku:

$$2^n - 1 = 2^{10} - 1 = 1023, \text{ kde } n \text{ je počet bitů A/D převodníku.}$$

Měřené napětí se přepočítá pomocí vztahu:

$$U_{IN} = \frac{V_{AIN}}{1023} \cdot U_{REF} [V; -, -, V] \quad (17)$$

kde V_{AIN} je 10bitové číslo z registrů ADRESH a ADRESL, $U_{REF} = 5 \text{ V}$ (dáno napájecím napětím). Měřené napětí se zobrazuje na LCD modulu ihned po připojení testovaného zdroje. Měřené napětí se aktualizuje několikrát za sekundu.

3.5.5 Výpočet výkonové ztráty elektronické zátěže a návrh chladiče

Elektronická zátěž je navržena tak, aby mohla testovat stejnosměrné zdroje o maximálním napětí 100 V při proudu 5 A. Celková výkonová ztráta by při daném proudu a napětí byla asi 500 W, což je poměrně velký ztrátový výkon. Jako výkonový MOS-N-FET použijí běžně dostupný tranzistor IXFK 44N50P. Maximální celková výkonová ztráta bude:

$$P_{TOT} = U_{\max} \cdot I_{\max} [W; U, I] \quad (18)$$

$$P_{TOT} = 100 \cdot 5 = 500 \text{ W}$$

Katalogové údaje tranzistoru IXFK 44N50P jsou:

$$P_T = 500 \text{ W} \text{ maximální výkonová ztráta tranzistoru (z katalogového listu výrobce)}$$

$$T_{J\max} = 150^\circ\text{C}$$

$$V_{DS} = 500 \text{ V}$$

$$R_{thJC} = 0,25 \text{ K/W}$$

$$R_{thCH} = 0,15 \text{ K/W}$$

$T_A = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$ teplota okolí

Výpočet výkonové ztráty tranzistoru:

podle vztahu (13) je výkonová ztráta na rezistoru R_1 :

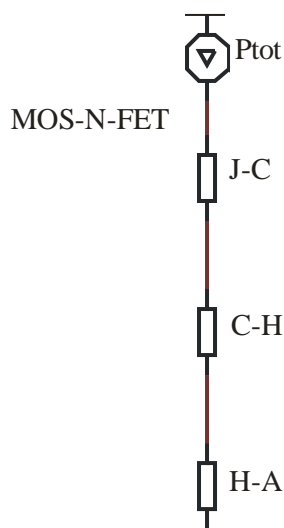
$$P_R = 25\text{ W}$$

celková výkonová ztráta:

$$P = P_T + P_R \quad [W; W, W] \quad (19)$$

výkonová ztráta na T_1 :

$$\Rightarrow P_T = P - P_R = 500 - 25 = 475\text{ W}$$



Obr. 32: Tepelné schéma.

Na chladiči bude přišroubovaný tranzistor T_1 , pod kterým bude nanesena silikonová tepelně vodivá pasta. A dále bude v blízkosti chladiče umístěn výkonový drátový rezistor R_1 .

Výpočet tepelného přechodu chladiče:

Základní rovnice:

$$J_J - J_A = \sum R_{th} \cdot P_{tot} \quad [^{\circ}C; K / W, W] \quad (20)$$

Výpočet tepelného přechodu chladiče vychází ze základní rovnice (20).

$$\sum R_{th} = R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thHA}$$

$$\sum R_{thJH} = R_{thJC} + R_{thCH} = 0,25 + 0,15 = 0,4 \text{ K / W}$$

$$\Delta J = \sum R_{th} + P_{tot} \Rightarrow J_J - J_A = (R_{thJH} + R_{thHA}) \cdot P_{tot} \Rightarrow R_{thHA} = \frac{J_J - J_A}{P_{tot}} - R_{thJH}$$

$$R_{thHA} = \frac{J_J - J_A}{P_{tot}} - R_{thJH} = \frac{150 - 35}{475} - 0,4 = -0,15 \text{ K / W}$$

Tepelný odpor chladiče vychází záporně, protože zvolená výkonová ztráta je příliš velká a zvolený tranzistor není schopen tak velikou výkonovou ztrátu odvést z čipu do chladiče. Řešením je použít jiný tranzistor, nebo uvažovat menší výkonovou ztrátu. I když výrobce udává ideální výkonovou ztrátu 500 W, je reálná výkonová ztráta mnohem menší. Pokud budeme uvažovat ideální chladič, $R_{thHA} = 0 \text{ K / W}$, teplotu okolí $T_A = 35 \text{ }^{\circ}\text{C}$, teplotu čipu $T_{J_{\max}} = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$, je maximální reálná výkonová ztráta tranzistoru IXFK 44N50P:

$$P_T = \frac{J_J - J_A}{R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thHA}} = \frac{150 - 35}{0,25 + 0,15 + 0} = 287,5 \text{ W}$$

Při stavbě použiji dva běžně dostupné chladiče CH02/200, které budou připevněny na společné hliníkové desce. Chladič bude aktivní, použiji ventilátor 120x120 mm.

Tepelný odpor použitého aktivního chladiče je:

$$R_{thHA} = 1 \text{ K / W}$$

Maximální trvalá výkonová ztráta tranzistoru za předpokladu použití daného chladiče:

$$P_{tot} = \frac{J_J - J_A}{R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thHA}} = \frac{150 - 35}{0,25 + 0,15 + 1} = 82 \text{ W}$$

Elektronická zátěž je konstruována na maximální proud 5 A (to je dáno řídicím napětím z D/A převodníku), vstupní napětí a celková výkonová ztráta je dána typem použitého tranzistoru. Při stávající konstrukci (použití tranzistoru IXFK 44N50P) může být vstupní napětí v rozsahu 0 až 200 V, ale výkonová ztráta nesmí trvale přesáhnout 82 W. Pokud bychom chtěli zátěž používat pro větší výkony, musel by se tranzistor nahradit jiným výkonnějším typem a použít lepší chladič.

3.5.6 Teplotní ochrana:

Teplota čipu nesmí přesáhnout teplotu 150°C. Tuto teplotu je potřeba hlídat, aby nedošlo ke zničení výkonového MOSFET tranzistoru. Přímé měření teploty čipu je nemožné, jedinou možností je měřit teplotu čipu nepřímo, a to měřením teploty pouzdra součástky.

Při výkonové ztrátě tranzistoru $P_T = 82 \text{ W}$ nesmí být teplota pouzdra větší než:

$$J_H = J_J - (R_{thJC} \cdot P_{tot})$$

$$J_H = 150 - (0,25 \cdot 82) = 130^\circ\text{C}$$

Aby teplota čipu nepřesáhla 150 °C, nesmí při výkonové ztrátě 82 W být teplota pouzdra součástky větší než 130 °C. Pokud ale bude například výkonová ztráta 200 W, bude kritická teplota pouzdra už při 100 °C (teplota je nepřímo úměrná výkonové ztrátě).

3.5.6.1 Měření teploty pouzdra MOSFET tranzistoru

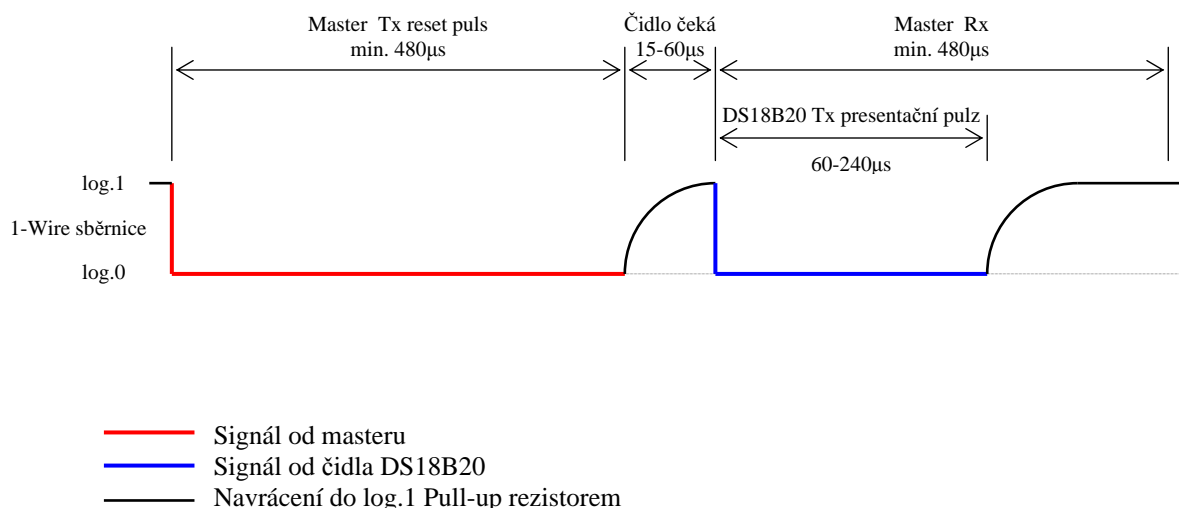
K měření teploty chladiče použiji teplotní čidlo Dallas DS1820, které bude připevněno na pouzdro tranzistoru. Program mikropočítače je ošetřen tak, aby při překročení teploty 80 °C došlo k přerušení odběru proudu. Tuto teplotu jsem zvolil menší záměrně (uvažuji ještě přechod mezi pouzdrem tranzistoru a pouzdrem teplotního čidla). S danou teplotní ochranou lze tedy dlouhodobě zatěžovat zdroje výkonem 82 W a krátkodobě výkonem 200 W.

Teplotní čidlo Dallas řídí mikropočítač PIC 16F877A jako master pomocí 1-Wire™ sběrnice. Toto čidlo pracuje v režimu slave. Výsledek převodu teploty je uživatelem nastavitelný na 9, 10, 11, nebo 12 bitů a tomu odpovídá rozlišení 0,5 °C (9bitů); 0,25 °C (10bitů); 0,125 °C (11bitů); 0,0625 °C (12bitů). Výchozí nastavení po zapnutí napájení je 12bitový převod. DS18B20 je po zapnutí v neurčitém stavu. K zahájení měření teploty a převodu A/D musí master jednotka (mikropočítač) vyslat příkaz „Convert T (44h)“. Následuje převod a výsledek je uložen ve dvou „teplotních registrech“ v paměti „Scratchpad“ a DS18B20 se vrátí do neurčitého stavu.

3.5.7 Popis komunikace na 1-Wire™ sběrnici:

Sběrnice má jeden řídící obvod (master) a jeden či více ovládaných zařízení (slave). Všechny obvody jsou zapojeny jednak na společnou zem, jednak paralelně na společný datový vodič. Tento datový vodič je připojen přes odpor cca 5 kΩ na napájecí napětí a "zdvihá" tak sběrnici do log. 1.

Komunikaci zahajuje vždy master reset pulsem. Nejprve "stáhne" datový vodič do log. 0 (uzemní ho) a drží ho na této úrovni minimálně 480 mikrosekund. Pak sběrnici uvolní a naslouchá. Odpor zatím vrátí sběrnici zpět do log. 1. Pokud je na sběrnici připojené nějaké 1-Wire zařízení, tak detekuje tuto vzestupnou hranu a po prodlevě (15 - 60 μs) stáhne sběrnici na 60 - 240 μs k log. 0.

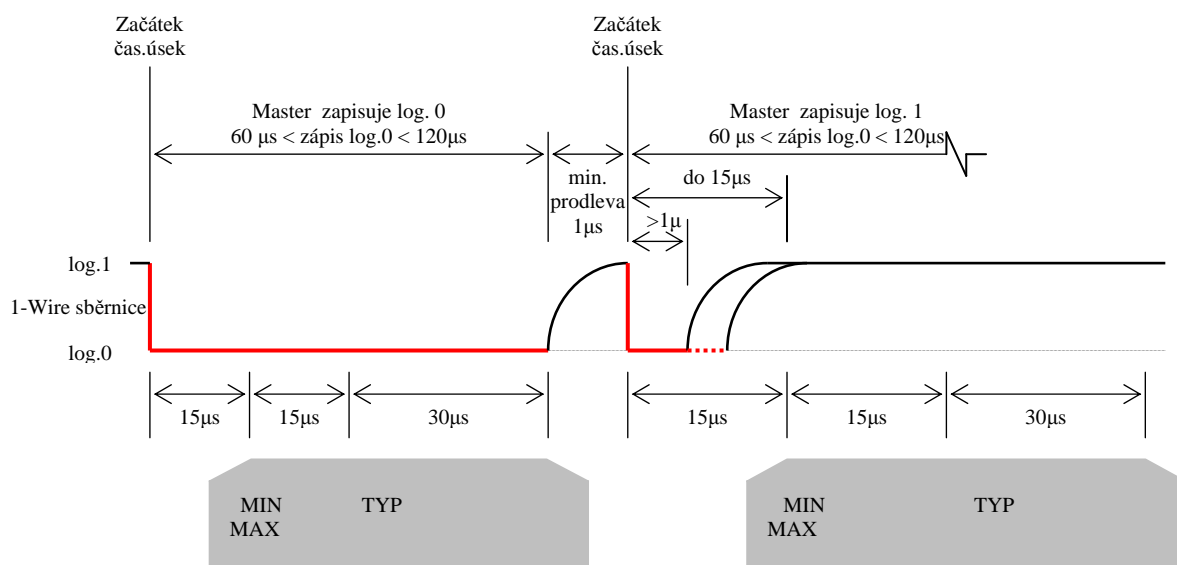


Obr. 33: 1-Wire™ sběrnice (reset puls)

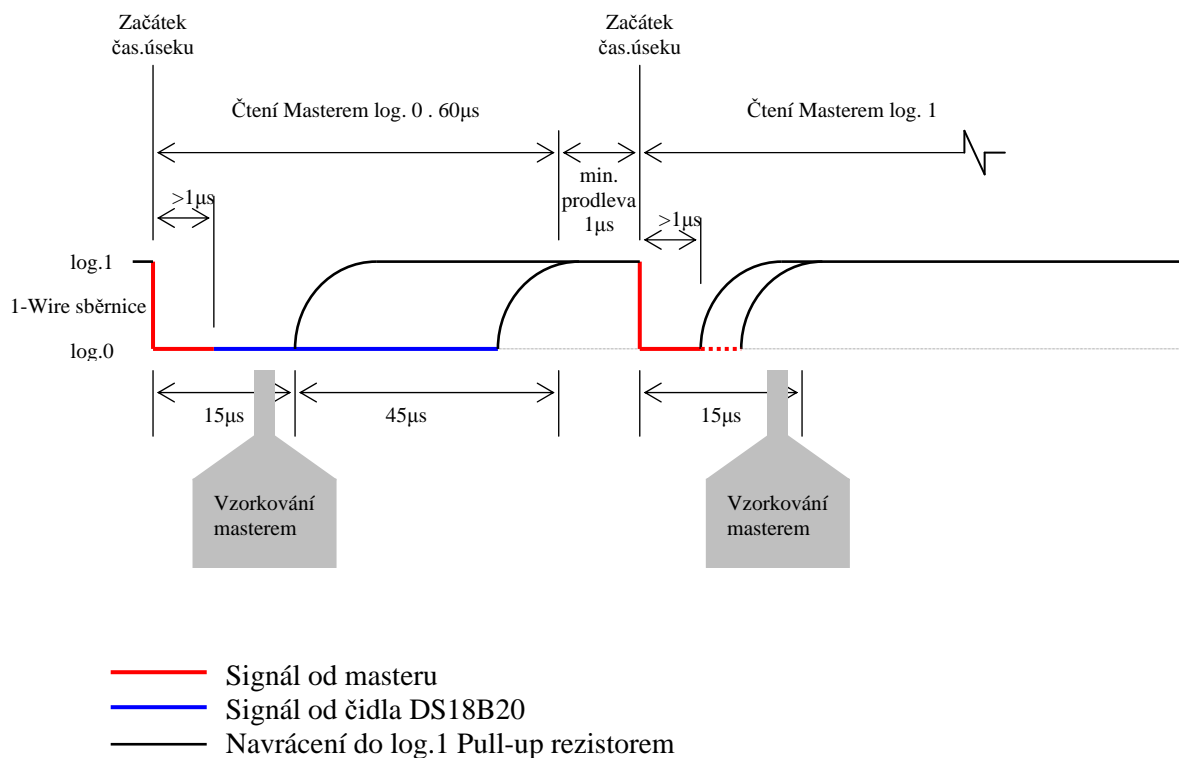
Pokud se zařízení správně ohlásí, může master začít vysílat a přijímat data. Data jsou vysílána v tzv. "time slotech", česky bychom řekli nejspíš v "časových úsecích" nebo v "okénkách". Slot je dlouhý 60 až 120 μs a během jednoho slotu je vyslán nebo přijat jeden bit informace. Mezi jednotlivými sloty musí být minimálně 1 μs mezera, kdy je sběrnice v klidu.

Existují 4 druhy slotů: zápis 1, zápis 0, čtení 1 a čtení 0. Zápisové sloty slouží k tomu, aby master vyslal data do zařízení. Zápis 1 probíhá tak, že master stáhne sběrnici k nule minimálně na 1 μs a nejpozději do 15 μs od začátku ji opět uvolní a ponechá uvolněnou. „Zdvihací odpor“ ji tedy vytáhne k log. 1. Zápis 0 je o něco jednodušší: master stáhne sběrnici k 0 a ponechá ji tak po celý slot, tedy min. 60 μs . Zařízení vzorkuje stav na datovém vodiči zhruba 30 μs po začátku timeslotu.

Čtecí sloty opět inicializuje master tím, že stáhne sběrnici k nule na minimálně 1 μs a opět ji uvolní. Po tomto zahájení může zařízení vyslat 1 bit buď tím, že ponechá sběrnici v klidu (log. 1), nebo že ji stáhne (log. 0).



Obr. 34: 1-Wire™ sběrnice (vysílání dat)



Obr. 35: 1-Wire™ sběrnice (příjem dat)

Po dokončení převodu teploty je výsledek uložen ve dvou registrech TEMP_LSB a TEMP_MSB. Správnou hodnotu je potřeba přepočítat. Dané teplotě odpovídá příslušné 12bitové číslo viz tabulka (dvanáctý bit určuje znaménko teploty log 0 = +, log 1 = -).

Teplota	digitální výstup (Binary)	digitální výstup (Hex)
+125°C	0000 0111 1101 0000	07D0h
+85°C	0000 0101 0101 0000	0550h
+25.0625°C	0000 0001 1001 0001	0191h
+10.125°C	0000 0000 1010 0010	00A2h
+0.5°C	0000 0000 0000 1000	0008h
0°C	0000 0000 0000 0000	0000h
-0.5°C	1111 1111 1111 1000	FFF8h
-10.125°C	1111 1111 0101 1110	FF5Eh
-25.0625°C	1111 1110 0110 1111	FE6Fh
-55°C	1111 1100 1001 0000	FC90h

Tabulka 2.

Přepočet měřené teploty probíhá podle následujícího vztahu:

$$t = \frac{y_{bin}}{2047} \cdot 125 [^{\circ}\text{C}; -, -] \quad (21)$$

y_{bin} výsledek převodu (11bitová hodnota)

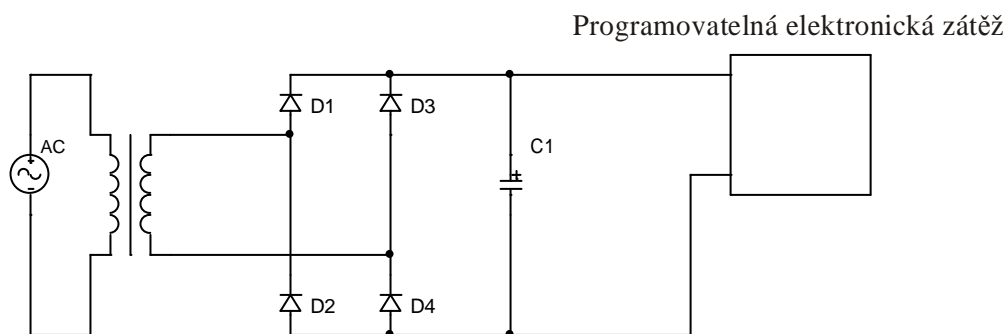
$2047 = 2^{11} - 1$... max. rozlišení pro 11bitů (12. bit určuje pouze znaménko)

$125 = 125^{\circ}\text{C}$ = maximální teplota čidla

Výsledná naměřená teplota pouzdra MOSFET tranzistoru se zobrazuje na LCD modulu. Měření je rychlé, naměřená teplota se aktualizuje asi 4x za vteřinu. V případě, že je teplota součástky větší než 80°C , dojde k odpojení zátěže a na LCD se zobrazí varování. Díky této ochraně může být krátkodobá výkonová ztráta zátěže až 200 W. Veškeré informace o čidle DS1820 jsem převzal z DATASHEETU DS1820 (7).

3.5.8 Ověření činnosti v praktickém měření.

Měření zatěžovací charakteristiky nelineárního zdroje:



Obr. 36: Měřicí schéma nestabilizovaného zdroje

K měření jsem si zvolil nestabilizovaný zdroj, který je zapojený podle obrázku 36 . Zdroj jsem zatěžoval elektronickou zatěžovací jednotkou a měřil jsem svorkové napětí voltmetrem a protékající proud pomocí ampérmetru. Zapojení voltmetru a ampérmetru je stejné

jako na obrázku 7. Měření jsem provedl dvakrát, v prvním případě jsem použil velikost filtrační kapacity $C_1 = 100 \text{ mF}$ a v druhém případě $C_2 = 23 \text{ mF}$. Cílem tohoto měření je sledovat vliv filtrační kapacity na průběh zatěžovací charakteristiky a změny vnitřního odporu zdroje.

A,

$$C_1 = 100 \text{ mF}$$

$$U_0 = 28,8 \text{ V} \dots \text{ změřené svorkové napětí naprázdno}$$

I (A)	U (V)	Ri (Ω)
0	28.8	36
0.1	25.2	36
0.2	22.8	30
0.3	21.3	25
0.4	20.1	21.75
0.5	19	19.6
0.6	18.4	17.33
0.7	17.7	15.85
0.8	17.4	14.25
0.9	17	13.11
1	17	11.8
1.5	16.7	8.06
2	16.4	6.2
2.5	16.2	5.04
3	15.9	4.3
3.5	15.5	3.8
4	15.2	3.4

Tabulka 3. Naměřené hodnoty

B,

$$C_1 = 23 \text{ mF}$$

$$U_0 = 28,1 \text{ V} \dots \text{ změřené svorkové napětí naprázdno}$$

I (A)	U (V)	R _i (Ω)
0	28.1	6
0.1	27.5	6
0.2	27.2	4.5
0.3	26.9	4
0.4	26.7	3.5
0.5	26.4	3.4
0.6	26.1	3.33
0.7	25.9	3.14
0.8	25.7	3
0.9	25.4	3
1	25.2	2.9
1.5	24.2	2.6
2	23.4	2.35
2.5	22.5	2.24
3	21.8	2.1
3.5	21.1	2
4	20.4	1.92

Tabulka 4. Naměřené hodnoty

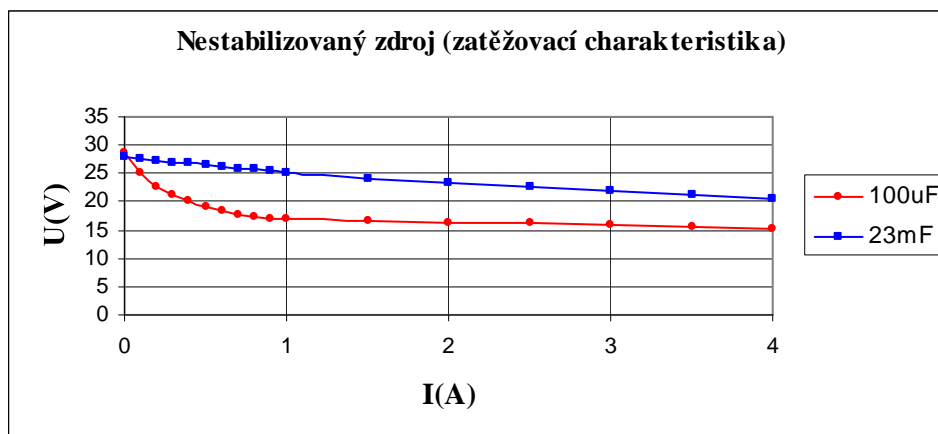
Příklad výpočtu vnitřního odporu:

Výpočet vnitřního odporu vychází ze základního vztahu (1):

$$R_i = \frac{28,1 - 25,7}{0,8} = 3 \, \Omega \quad \dots \text{(příklad výpočtu pro 9. řádek tabulky 4)}$$

Výpočet vnitřního odporu R_i je ve všech případech stejný.

Ze změřených hodnot proudu a svorkového napětí jsem sestavil zatěžovací charakteristiku pro oba dva případy. V případě malé filtrační kapacity je zatěžovací charakteristika zdroje značně nelineární a vnitřní odpor je poměrně veliký a jeho hodnota se mění viz. obrázek 37. Z tohoto měření vyplývá, že čím je větší filtrační kapacita, tím je zatěžovací charakteristika lineárnější, zdroj je „tvrdší“ a vnitřní odpor takového zdroje se více přibližuje konstantě viz. obrázek 38.



Obr. 37: Zatěžovací charakteristika nestabilizovaného zdroje



Obr. 38: Závislost vnitřního odporu nestabilizovaného zdroje na velikosti odebíraného proudu

Měření zatěžovací charakteristiky lineárního zdroje:

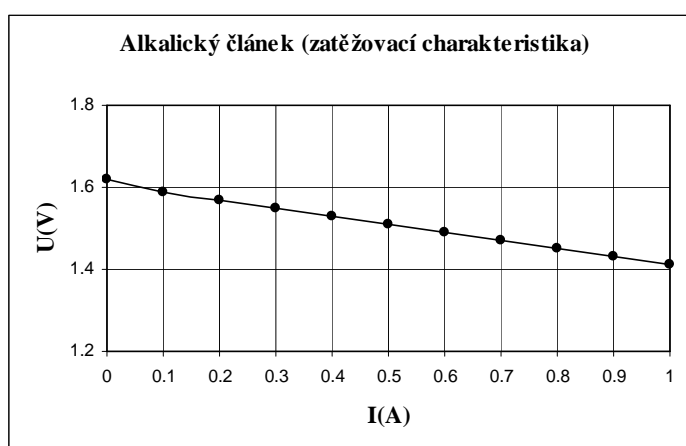
Mezi lineární zdroje patří primární a sekundární články. Jako zástupce primárních článků jsem si zvolil alkalický článek, jako zástupce sekundárních článků jsem si zvolil olověný akumulátor. Tyto články jsem zatěžoval programovatelnou elektronickou zátěží. Byly zapojené podle schématu na obrázku 7 (místo reostatu je zapojena elektronická zátěž).

Alkalický článek:

$U_0 = 1,62 \text{ V}$... změřené svorkové napětí naprázdno

U (V)	I (A)	Ri (Ω)
1.62	0	0.3
1.59	0.1	0.3
1.57	0.2	0.25
1.55	0.3	0.233
1.53	0.4	0.225
1.51	0.5	0.22
1.49	0.6	0.216
1.47	0.7	0.214
1.45	0.8	0.212
1.43	0.9	0.211
1.41	1	0.21

Tabulka 5. Naměřené hodnoty



Obr. 39: Zatěžovací charakteristika alkalického článku (velikost C)

Protože je svorkové napětí alkalického článku příliš malé, nelze jej testovat většími proudy. Je to dáno tím, že v sérii s MOSFET tranzistorem je zapojen rezistor $R_1 = 1 \Omega$.

Maximální proud pro svorkové napětí $U_0 = 1,62 \text{ V}$ je dán:

$$I_z = \frac{U_0}{R_1} \text{ [A; V, } \Omega] \quad (22)$$

$$I_z = \frac{1,62}{1} = 1,62 \text{ A}$$

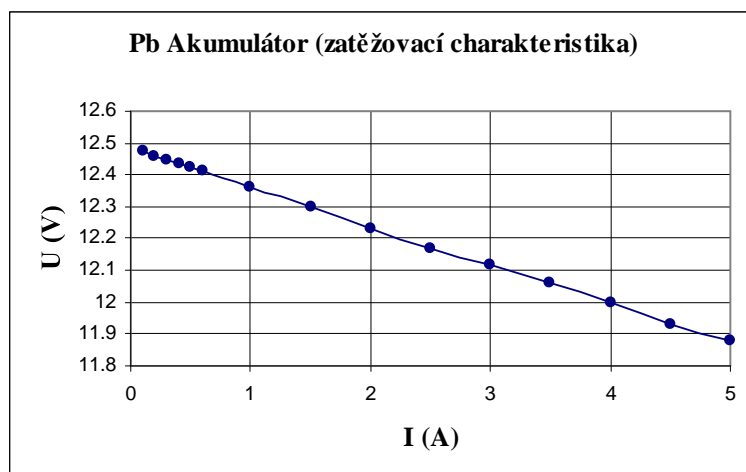
Ve skutečnosti je ale hodnota maximálního proudu menší (asi 1 A). Je to dáno tím, že tranzistor nelze úplně otevřít (je na něm také určitý úbytek napětí). Tuto skutečnost jsem zjistil měřením.

Olověný akumulátor:

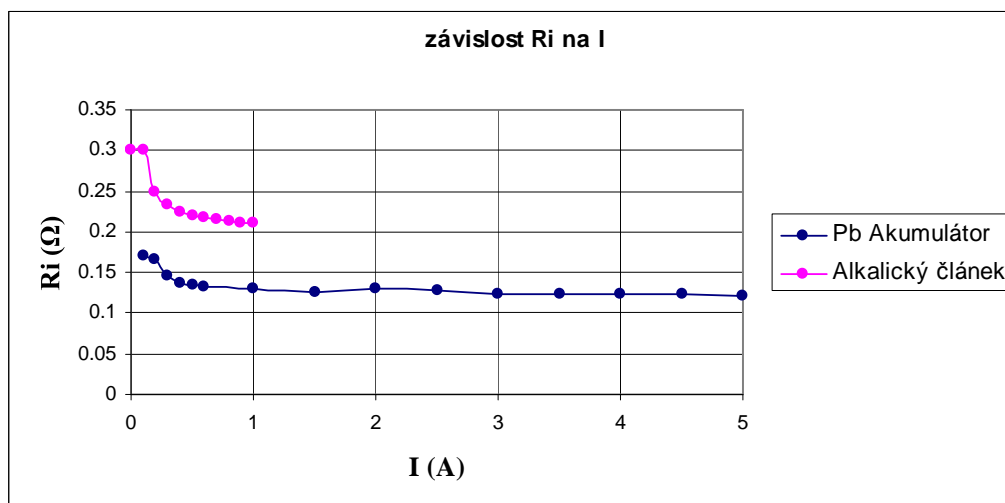
$U_0 = 12,49 \text{ V}$... změřené svorkové napětí naprázdno

I (A)	U (V)	Ri (Ω)
0.1	12.47	0.170
0.2	12.45	0.165
0.3	12.44	0.146
0.4	12.43	0.137
0.5	12.42	0.134
0.6	12.41	0.133
1	12.36	0.130
1.5	12.30	0.126
2	12.23	0.130
2.5	12.17	0.128
3	12.12	0.123
3.5	12.06	0.122
4	12	0.122
4.5	11.93	0.122
5	11.88	0.122

Tabulka 6. Naměřené hodnoty



Obr. 40: Zatěžovací charakteristika olověného 12 V akumulátoru



Obr. 41: Závislost vnitřního odporu na proudu (pro oba články)

Z naměřených hodnot vyplývá, že primární i sekundární články opravdu patří mezi zdroje lineární. Jejich zatěžovací charakteristiky jsou téměř lineární a jejich vnitřní odpor se téměř nemění (z počátku dojde ke skokovému poklesu a pak vnitřní odpor zůstává konstantní). Vnitřní odpor akumulátoru je mnohem menší než vnitřní odpor primárního článku. Akumulátor je tedy „tvrdší“ zdroj, je schopen dodat větší proudy.

4 Závěr

Diplomová práce je pomyslně rozdělena na dvě části, část teoretickou a praktickou. V teoretické části jsou rozepsány základní pojmy a problematika měření zatěžovacích charakteristik různých elektrických zdrojů. Popisují způsoby a možnosti měření zatěžovací charakteristiky od základních způsobů, až po možnosti automatického měření. Zabývám se také vlastnostmi různých elektrických zdrojů a hlavně vlivem jejich vnitřního odporu na průběh zatěžovací charakteristiky.

Výsledkem praktické části práce je návrh a realizace elektronické programovatelné zátěže. Navržená elektronická zátěž umožňuje zatěžovat stejnosměrné zdroje konstantním proudem. Režim konstantního proudu se v praxi používá nejčastěji. Svorkové napětí zatěžovaného zdroje může být až 100 V. Pokud by se na vstupu zátěže použil usměrňovač, mohla by se zátěž použít i pro zatěžování střídavých elektrických zdrojů. Tato úprava by se ale musela programově ošetřit, protože by svorkové usměrňované napětí bylo menší (pro dvoucestný usměrňovač platí $U_D = 0,9 \cdot U_S$). Zátěžový proud může být v rozmezí 0-5 A a lze jej jednoduše nastavit pomocí klávesnice. Zátěž umožňuje digitální ovládání pomocí mikropočítače, nebo analogové řízení pomocí standardního analogového řídicího signálu (0-10 V, 20 mA). Ten lze externě připojit. Teplotní ochrana je nastavena tak, aby zátěž snesla krátkodobě maximální výkonovou ztrátu až 200 W.

Elektronická zátěž najde uplatnění v nejrůznějších aplikacích. Například při vybíjení akumulátorů za účelem výpočtu jejich kapacity, nebo se uplatní při měření zatěžovacích charakteristik zdrojů malého a středního výkonu.

S realizovanou zátěží jsem provedl praktická měření. Ověřil jsem zatěžovací charakteristiky lineárního a nelineárního zdroje. Jako lineární zdroj jsem si zvolil alkalický primární článok, jako nelineární zdroj jsem měřil zdroj, který obsahoval transformátor, usměrňovač a filtrační kapacitu. Z měření nelineárního zdroje vyplývá, že největší vliv na průběh zatěžovací charakteristiky má velikost filtrační kapacity zdroje (čím je kapacita větší, tím je zatěžovací charakteristika zdroje „lineárnější“). Průběh zatěžovací charakteristiky primárního článku ovlivňuje více faktorů (stáří, složení, stupeň vybití).

5 Literatura

1. CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I: učební text*. VŠB-TUO, Ostrava 2007
2. KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Zdroje proudu*. 1. vydání. BEN – Technická literatura, Praha 1999. 106 s. ISBN80-86056-84-8
3. LÁNÍČEK, Robert. *Elektronika: obvody součástky děje*. 1. vydání. BEN-Technická literatura, Praha 1998. 466 s. ISBN 80-86056-25-2
4. PEROUTKA, Oldřich. *Mikrokontroléry PIC16F87X: a důležité rozdíly mezi řadou PIC16F87X a PIC16F87XA*. 1. vydání. BEN – Technická literatura, Praha 2005. 250 s. ISBN 80-7300-139-X
5. SEDLÁK, Josef. *Řešení elektronických obvodů* [online]. 23.05.2003. Dostupné z: <http://www.zesilovace.cz/view.php?cisloclanku=2003052302>
6. *Datasheet PCF 8591P* [online]. Holandsko, Philips Electronics. 2003. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/9/0o2hqla9ulc5zi7d8r4t9j4qwx7y.pdf>
7. *Datasheet DS1820* [online]. Dallas Semiconductor. Dostupné z <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/maxim/DS1820-DS1820S.pdf>
8. *Datasheet MC1602* [online]. Data Image Corporation, USA 2002. Dostupné z: <http://www.dataimagedcd.com>

6 Seznam příloh

1. Vývojový diagram programu
2. Schéma zapojení programovatelné elektronické zátěže
3. Plošné spoje
4. Výpis zdrojového programu mikropočítače PIC16F877A v assembleru (odevzdáno na CD)